Ana Claudia de Melo Oliveira
Iraí Tadeu Ferreira de Resende
Henrique Nunes de Santana
Ícaro Santos Correia

INTRODUÇÃO AO ESTUDO DOS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS E FILTROS ATIVOS

TEORIA, SIMULAÇÃO E PRÁTICA

Ano 2024

Ana Claudia de Melo Oliveira
Iraí Tadeu Ferreira de Resende
Henrique Nunes de Santana
Ícaro Santos Correia

INTRODUÇÃO AO ESTUDO DOS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS E FILTROS ATIVOS

TEORIA, SIMULAÇÃO E PRÁTICA

Ano 2024

CIÊNCIAS EXATAS E DA TERRA E ENGENHARIAS

Introdução ao estudo dos amplificadores operacionais e filtros ativos. Teoria, simulação e prática

Diagramação: Ellen Andressa Kubisty
Correção: Andria Norman
Indexação: Amanda Kelly da Costa Veiga
Revisão: Os autores

Autores: Ana Claudia de Melo Oliveira
Iraí Tadeu Ferreira de Resende
Henrique Nunes de Santana
Ícaro Santos Correia

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

I61 Introdução ao estudo dos amplificadores operacionais e filtros ativos. Teoria, simulação e prática / Ana Claudia de Melo Oliveira, Iraí Tadeu Ferreira de Resende, Henrique Nunes de Santana, et al. – Ponta Grossa - PR: Atena, 2024.

Outro autor
Ícaro Santos Correia

Formato: PDF
Requisitos de sistema: Adobe Acrobat Reader
Modo de acesso: World Wide Web
Inclui bibliografia
ISBN 978-65-258-2434-5
DOI: https://doi.org/10.22533/at.ed.345241104

1. Amplificadores operacionais. 2. Circuitos elétricos. 3. Engenharia eletrônica. I. Oliveira, Ana Claudia de Melo. II. Resende, Iraí Tadeu Ferreira de. III. Santana, Henrique Nunes de. IV. Título.

CDD 621.38152

Elaborado por Bibliotecária Janaina Ramos – CRB-8/9166

Atena Editora
Ponta Grossa – Paraná – Brasil
Telefone: +55 (42) 3323-5493
www.atenaeditora.com.br
contato@atenaeditora.com.br

DECLARAÇÃO DOS AUTORES

Os autores desta obra: 1. Atestam não possuir qualquer interesse comercial que constitua um conflito de interesses em relação ao conteúdo publicado; 2. Declaram que participaram ativamente da construção dos respectivos manuscritos, preferencialmente na: a) Concepção do estudo, e/ou aquisição de dados, e/ou análise e interpretação de dados; b) Elaboração do artigo ou revisão com vistas a tornar o material intelectualmente relevante; c) Aprovação final do manuscrito para submissão.; 3. Certificam que o texto publicado está completamente isento de dados e/ou resultados fraudulentos; 4. Confirmam a citação e a referência correta de todos os dados e de interpretações de dados de outras pesquisas; 5. Reconhecem terem informado todas as fontes de financiamento recebidas para a consecução da pesquisa; 6. Autorizam a edição da obra, que incluem os registros de ficha catalográfica, ISBN, DOI e demais indexadores, projeto visual e criação de capa, diagramação de miolo, assim como lançamento e divulgação da mesma conforme critérios da Atena Editora.

DECLARAÇÃO DA EDITORA

A Atena Editora declara, para os devidos fins de direito, que: 1. A presente publicação constitui apenas transferência temporária dos direitos autorais, direito sobre a publicação, inclusive não constitui responsabilidade solidária na criação dos manuscritos publicados, nos termos previstos na Lei sobre direitos autorais (Lei 9610/98), no art. 184 do Código Penal e no art. 927 do Código Civil; 2. Autoriza e incentiva os autores a assinarem contratos com repositórios institucionais, com fins exclusivos de divulgação da obra, desde que com o devido reconhecimento de autoria e edição e sem qualquer finalidade comercial; 3. Todos os e-book são *open access, desta forma* não os comercializa em seu site, sites parceiros, plataformas de *e-commerce,* ou qualquer outro meio virtual ou físico, portanto, está isenta de repasses de direitos autorais aos autores; 4. Todos os membros do conselho editorial são doutores e vinculados a instituições de ensino superior públicas, conforme recomendação da CAPES para obtenção do Qualis livro; 5. Não cede, comercializa ou autoriza a utilização dos nomes e e-mails dos autores, bem como nenhum outro dado dos mesmos, para qualquer finalidade que não o escopo da divulgação desta obra.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pelo dom da vida, sabedoria, paciência e pela oportunidade de expor e discutir as ideias contidas nesse livro conjuntamente com os outros autores dessa obra, o Profº. Dr. Iraí Tadeu Ferreira de Resende, Profº. Me. Henrique Nunes de Santana e ao discente do Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica, Campus Lagarto, Ícaro Santos Correia, por aceitarem adentrar nesse desafio fascinante do mundo da Eletrônica.

Ao Instituto Federal de Sergipe (IFS), Campus Lagarto, por toda a contribuição, incentivo e disponibilização do espaço físico dos laboratórios para a execução das práticas laboratoriais.

Profª. Drª. Ana Claudia de Melo Oliveira

APRESENTAÇÃO

O livro intitulado "Estudo sobre amplificadores operacionais e filtros ativos" discorre sobre temas fundamentais para a compreensão de assuntos destinados às simulações e práticas em laboratório vinculadas à eletrônica analógica. Essa obra é fruto de uma adequação de um Trabalho de Conclusão de Curso do discente Ícaro Santos Correia do Curso Superior de Bacharelado em Engenharia elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Sergipe, Campus Lagarto, sob orientação da professora Drª. Ana Claudia de Melo Oliveira e coorientação do professor Dr. Iraí Tadeu Ferreira de Resende. A elaboração desse livro contou também com a colaboração valiosa do docente Me. Henrique Nunes de Santana, IFS, Campus Itabaiana.

O conhecimento da eletrônica analógica na teoria e na prática, é de fundamental importância para entendimento dos conceitos na área de informática, atividades industriais e áreas afins. A elaboração do livro contribuirá de maneira significativa para os alunos dos Cursos Superior de Bacharelado em Engenharia Elétrica e cursos técnicos de áreas afins.

Este livro está organizado da seguinte forma: Introdução, Objetivos, Fundamentação teórica, Metodologia, Resultados e Discussões, Considerações finais, Referências e uma breve descrição sobre os autores.

RESUMO

Desde os primórdios, utilizamos a comunicação para nos expressar. Nessa perspectiva, surgiram no século XIX dispositivos como o telégrafo elétrico e o telefone, os quais eram limitados e não conseguiam emitir um sinal a longas distâncias. Isso levou ao desenvolvimento de amplificadores, os quais têm aplicações em diversas áreas, como eletrônica, telecomunicações, instrumentação e controle. A partir disso, o presente trabalho buscou desenvolver uma análise acerca dos amplificadores operacionais, de suas principais topologias e dos filtros ativos de forma didática e acessível. Para isso, foram realizadas simulações no *software Proteus*, na versão 8.9, e práticas laboratoriais voltadas para os testes de alguns amplificadores operacionais, como o 741 e o TL082, além da criação de circuitos esquemáticos das topologias e de alguns filtros ativos. Os resultados incluem dimensionamentos, simulações e práticas das diferentes topologias e filtros ativos, bem como uma análise sobre a tensão de *offset e slew rate* nos amplificadores operacionais mencionados. Considerando, principalmente a comparação das três áreas de conhecimento: teoria, simulação e prática para melhor validar o estudo.

PALAVRAS-CHAVE: Amplificadores operacionais; Teoria; Simulação; Prática; Circuitos; Topologia; Filtros; Eletrônica.

ABSTRACT

Since ancient times, we have used communication to express ourselves. In this perspective, devices such as the electric telegraph and telephone emerged in the 19th century, which were limited and unable to transmit signals over long distances. This led to the development of amplifiers, which have applications in various areas such as electronics, telecommunications, instrumentation, and control. From this point, the present work sought to develop an analysis of operational amplifiers, their main topologies, and active filters in a didactic and accessible manner. To achieve this, simulations were performed using the Proteus software, version 8.9, and laboratory experiments focused on testing some operational amplifiers, such as the 741 and TL082, as well as creating schematic circuits of the topologies and some active filters. The results include dimensioning, simulations, and practical tests of different topologies and active filters, along with an analysis of offset voltage and slew rate in the mentioned operational amplifiers. Considering primarily the comparison of the three areas of knowledge: theory, simulation, and practice to better validate the study.

KEYWORDS: Operational amplifiers; Theory; Simulation; Practice; Circuits; Topology; Filters; Electronics.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO **1**

2. OBJETIVOS **3**

2.1 OBJETIVO GERAL 3

2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS 3

3. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA **4**

3.1 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS (AMP-OP) 4

3.1.1 Pinagem 4

3.2 MODOS DE OPERAÇÃO 5

3.2.1 Sem Realimentação 5

3.2.2 Realimentação Positiva 6

3.2.3 Realimentação Negativa 7

3.3 CARACTERÍSTICAS ESPECIAIS 8

3.3.1 Conceito de Tensão de OFFSET 8

3.3.2 Ganho de Tensão 9

3.3.3 *Slew Rate* (SR) 9

3.3.4 Saturação 10

3.3.5 *Overshoot* 11

3.4 AMPLIFICADOR INVERSOR 11

3.5. AMPLIFICADOR NÃO-INVERSOR 13

3.6. AMPLIFICADOR SOMADOR 15

3.6.1 Somador inversor 15

3.6.2 Somador não-inversor 17

3.7 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL OU SUBTRATOR 18

3.8 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO 21

3.9 AMPLIFICADOR COMPARADOR 23

3.10 SEGUIDOR DE TENSÃO (BUFFER) 24

3.11 FONTE SIMÉTRICA 25

SUMÁRIO

3.12 GERADOR DE FUNÇÃO 25

3.13 FILTROS ATIVOS 26

3.14 FILTROS PASSA-BAIXA (PB) 27

3.14.1 Passa-baixa de primeira ordem 28

3.14.2 Passa-baixa de segunda ordem 29

3.15 FILTROS PASSA-ALTA (PA) 31

3.15.1 Passa-alta de primeira ordem 31

3.15.2 Passa-alta de segunda ordem 32

3.16 FILTRO PASSA-FAIXA (PF) 34

3.16.1 Passa-faixa de segunda ordem 34

3.17 FILTRO REJEITA-FAIXA (RF) 36

3.17.1 Rejeita-faixa de segunda ordem 36

4. METODOLOGIA 38

4.1 CIRCUITOS ESQUEMÁTICOS NO PROTEUS 38

4.2 VALIDAÇÃO DAS PRÁTICAS LABORATORIAIS 38

4.3 MÉTODO DE CONFECÇÃO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO 38

4.4 VERIFICAÇÃO DO *SLEW RATE* (SR) 39

4.5 VERIFICAÇÃO DA TENSÃO DE *OFFSET* *39*

5. RESULTADOS E DISCUSSÕES 40

5.1 SIMULAÇÕES 40

5.1.1 Circuito Inversor 40

5.1.2 Circuito não-Inversor 42

5.1.3 Circuito Somador 43

5.1.4 Circuito Diferencial 45

5.1.5 Circuito de Instrumentação 47

5.1.6 Circuito Comparador 49

5.1.7 *Buffer* 51

5.1.8 Circuito Filtro Passa-Baixas de 2ª ordem 52
5.1.9 Circuito Filtro Passa-Altas de 2ª ordem 54
5.1.10 Circuito Filtro Passa-Faixa de 2ª ordem...56
5.1.11 Circuito Filtro Rejeita-Faixa de 2ª ordem 59
5.2 PRÁTICAS LABORATORIAIS 61
5.2.1 Circuito Inversor Prático 62
5.2.2 Circuito não-Inversor Prático 63
5.2.3 Circuito Somador Prático 65
5.2.4 Circuito Diferencial Prático 66
5.2.5 Circuito de Instrumentação Prático 68
5.2.6 Circuito Comparador Prático 69
5.2.7 *Buffer* Prático 71
5.2.8 Filtro Passa-Baixas de 2ª ordem Prático 72
5.2.9 Filtro Passa-Altas de 2ª ordem Prático 74
5.2.10 Filtro Passa-Faixa de 2ª ordem prático 76
5.2.11 Filtro Rejeita-Faixa de 2ª ordem Prático 78
5.3 COMPARAÇÃO SIMULAÇÃO X PRÁTICA 80
5.4 ANÁLISE DO SLEW RATE 81
5.5 ANÁLISE DA TENSÃO DE OFFSET... 86
CONSIDERAÇÕES FINAIS..87
REFERÊNCIAS 88
SOBRE OS AUTORES 89

INTRODUÇÃO

Desde os primórdios da humanidade, a comunicação era feita principalmente por meio de gestos, sons e expressões corporais. Com o tempo, a linguagem verbal se desenvolveu, possibilitando uma comunicação mais complexa e abstrata. A invenção da escrita, por volta de 4000 a.C., permitiu a transmissão de conhecimentos e informações de uma geração para outra. Com a invenção da imprensa por Johannes Gutenberg no século XV, foi possível produzir em larga escala livros, jornais e outras publicações, facilitando a disseminação de ideias e informações.

No século XIX, o telégrafo elétrico e o telefone revolucionaram a comunicação a longa distância. Apesar disso, foi a partir do século XX, que a evolução da comunicação sofreu um impulso ainda maior com o surgimento do rádio, da televisão e da telefonia móvel. Mediante essas transformações, emergiram novos desafios para a eletrônica, como a necessidade de transmitir sinais de áudio e vídeo.

Contudo, esses sistemas eram muito limitados e não podiam ser usados em longas distâncias, o que requeria o desenvolvimento de dispositivos eletrônicos para amplificação de sinal. Em virtude dessa necessidade, surgiu a primeira ideia de amplificadores como as válvulas termiônicas, as quais eram compostas por um filamento de tungstênio que emitia elétrons e um eletrodo de controle que podia aumentar ou diminuir o fluxo de elétrons, amplificando assim o sinal.

A história dos primeiros amplificadores remonta à década de 1940, quando foram desenvolvidos a partir de componentes discretos, como o tubo de vácuo. Entretanto, foi somente com a introdução do transistor de junção bipolar, em 1948, que os amplificadores começaram a evoluir. Em meados da década de 1960, surge o primeiro amplificador operacional de circuito integrado (CI), composto por inúmeros transistores e resistores, todos com o mesmo chip de silício, o que sinalizou uma nova fase para os circuitos eletrônicos.

Diante disso, depreende-se que os amplificadores operacionais, também conhecidos como Amps. Ops, são componentes eletrônicos utilizados em diversas aplicações, como em circuitos de amplificação de sinal, filtragem, somadores, subtratores, entre outros. Os Amps. Ops são amplificadores de ganho elevado, com entrada diferencial e saída de único terminal, e que possuem diversas características que os tornam ideais para uso em circuitos integrados (Sedra & Smith, 2007).

No entanto, esses dispositivos eram grandes, caros e difíceis de fabricar em grande escala. Com o uso dos amplificadores em grande escala por engenheiros eletrônicos, o seu custo foi reduzido, além de serem exigidos amplificadores com uma melhor qualidade (Sedra & Smith, 2007). A partir disso, atualmente podemos encontrar vários tipos de amplificadores operacionais no mercado, diversos fabricantes e uma ampla variedade de preços.

Hoje, a amplificação de sinal é usada em uma ampla variedade de dispositivos eletrônicos, desde sistemas eletrônicos de controle industrial, na instrumentação industrial, na instrumentação científica, em equipamentos médicos, em sistemas de áudio e vídeo até equipamentos de telecomunicações (Pertence, 2003). A amplificação de sinal é uma tecnologia fundamental que permite a transmissão e processamento de informações em sistemas eletrônicos, além de melhorar a qualidade e a eficiência desses dispositivos.

Nesse sentido, o presente trabalho visa realizar um estudo das principais topologias dos Amp. OP, enfatizando duas das suas principais características: a verificação do *Slew rate* (SR) e a sua tensão de offset. Essas merecem uma maior atenção, pois tem influência direta no sinal de saída podendo afetar a qualidade do amplificador e o desempenho do circuito. Além disso, também é possível visualizar e entender o uso desses dispositivos em filtros ativos, os quais constam como uma de suas principais aplicações.

OBJETIVOS

2.1 OBJETIVO GERAL

Este trabalho teve por objetivo geral desenvolver uma análise acerca dos amplificadores operacionais e filtros ativos de forma didática e acessível, com o intuito de auxiliar os alunos durante os seus estudos enfatizando a combinação da teoria, simulação e prática.

2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Realizar os estudos dos Amp. Op. e dos filtros ativos;
- Analisar o *Slew Rate*;
- Analisar a tensão de *Offset*;
- Projetar as principais topologias dos Amp. Op.;
- Projetar alguns filtros ativos;
- Desenvolver as placas de circuito impresso;
- Comparar teoria e prática.

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

3.1 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS (AMP-OP)

Desde a sua concepção na década de 1940, os amplificadores operacionais podem ser divididos em cinco gerações até a atualidade de acordo com as diversas tecnologias utilizadas. A 1ª geração, de 1945, corresponde aos Amp. Ops a válvulas; a 2ª geração, de 1955, equivale aos Amp. Ops a transistores; a 3ª geração, de 1965, equivale aos Amp. Ops monolíticos bipolares; a 4ª geração, de 1975, compreende os Amp. Ops monolíticos *BiFET* e *BiMOS*; a 5ª geração, de 1985, abrange os Amp. Ops monolíticos de potência para aplicações gerais; já os que vão de 1995 até os dias atuais, são frutos de inovações constantes (Pertence, 2003).

Quando se utiliza amplificadores operacionais, sempre são considerados como componentes ideais, isto é, sem perdas de frequência ou ganho (Capelli, 2001). O Amp. Op ideal representa um amplificador de tensão perfeito e é frequentemente denominado fonte de tensão controlada por tensão (VCVS – voltage-controlled voltage source) (Malvino & Bates, 2016). Ele é considerado perfeito quando possui parâmetros construtivos e de desempenho considerados ideais. Embora o Amp. Op ideal não exista, grande parte dos amplificadores operacionais comerciais podem ser considerados como próximos do ideal quando operados em determinadas condições específicas.

De acordo com Pertence (2003), as características ideais de um AOP são:

a. Resistência de entrada infinita;

b. Resistência de saída nula;

c. Ganho de tensão infinito;

d. Resposta de frequência infinita (CC a infinitos Hertz);

e. Insensibilidade à temperatura (*drift* nulo).

3.1.1 Pinagem

Em relação à pinagem dos amplificadores operacionais, Floyd (2007) explica que, em geral, esses componentes eletrônicos possuem cinco pinos: o pino não-inversor (+), o pino inversor (-), o pino de saída (Vout), e dois pinos de alimentação (Vcc+ e Vcc-). Entretanto, na realidade eles possuem pelo menos 8 terminais (Pertence, 2003). A figura abaixo apresenta a localização de cada terminal.
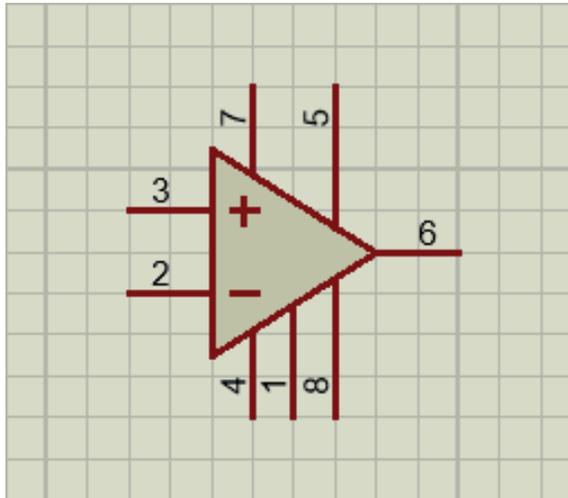
Figura 1 – Amplificador Op. e Seus Terminais.

Fonte: Autoria Própria.

A descrição dos terminais é a seguinte:

- **1 e 5 -** Destinados ao balanceamento do AOP;
- **2 -** Entrada inversora;
- **3 -** Entrada não-inversora;
- **4 -** Alimentação negativa;
- **7-** Alimentação positiva;
- **6 -** Saída;
- **8 -** Não possui nenhuma conexão.

3.2 MODOS DE OPERAÇÃO

3.2.1 Sem Realimentação

Um amplificador operacional sem realimentação é um amplificador que não possui nenhum tipo de realimentação externa conectado a ele. Isso significa que a sua saída não é direcionada de volta para a entrada, como será visto nos demais modos de operação. Esse modo é conhecido como operação em malha aberta, já que seu ganho vem estipulado pelo fabricante e não pode ser controlado pelo operador. Por esse motivo, poucas são suas aplicações, a mais utilizada é para circuitos comparadores, como os de tensão (Pertence, 2003).
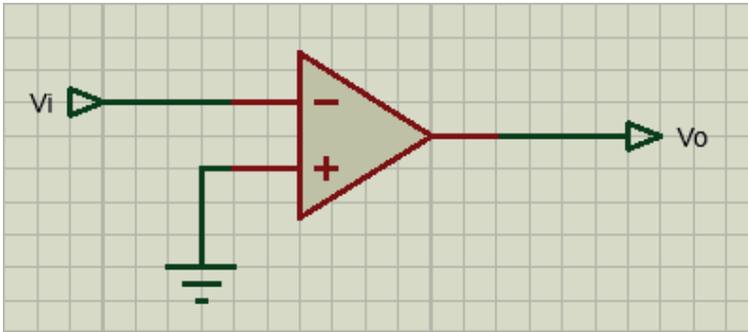
Figura 2 – Amplificador Op. sem Realimentação.

Fonte: Autoria Própria.

3.2.2 Realimentação Positiva

Diferente do modo anterior, um amplificador operacional com realimentação positiva é um amplificador que parte da saída é direcionada de volta para a entrada, de forma que o sinal realimentado se soma ao de entrada e gera um novo sinal de saída. Esse modo é conhecido como operação em malha fechada, já que sua saída é reaplicada através de um resistor de realimentação (R_F) à sua entrada não-inversora. A grande desvantagem desse modo é que leva o circuito à instabilidade, tendo uma resposta não linear. Por isso, essa configuração não pode ser usada para amplificar sinais. No entanto, é bastante utilizada para a montagem de circuitos osciladores (Pertence, 2003). Na figura abaixo é possível observar um Amp. Op. operando com esse tipo de realimentação.
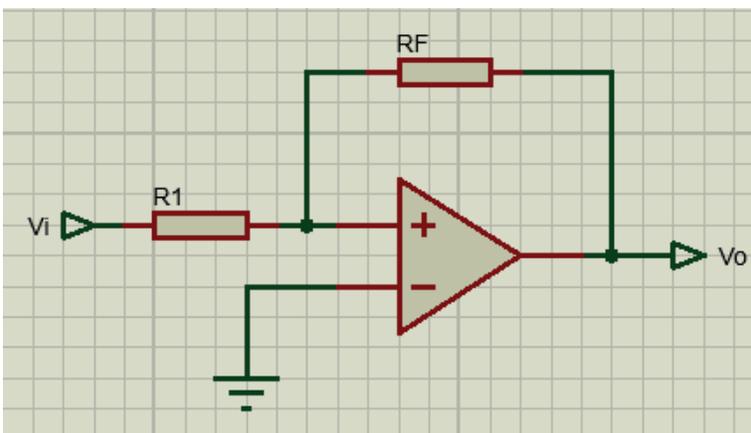
Figura 3– Amplificador Op. com Realimentação Positiva.

Fonte: Autoria Própria.

3.2.3 Realimentação Negativa

Como no amplificador de realimentação positiva, o de realimentação negativa também pega uma parte do sinal de saída e retorna para a entrada. Porém, nesse caso, o sinal realimentado tem uma fase oposta à de entrada. Isso ocorre porque sua entrada não-inversora é aterrada, e o sinal é aplicado na entrada inversora através do resistor , assim como a sua realimentação, que é reaplicada através do resistor (Gruitter, 1988). Por esse motivo, o sinal de saída é a diferença entre os sinais de entrada e, em consequência da realimentação negativa, o sinal de saída é menor e mantém o amplificador na região linear (Nilsson & Riedel, 2003). Esse modo também é conhecido como operação em malha fechada, mas aqui tem-se uma resposta linear, e consequentemente é possível controlar o ganho de tensão.

Além disso, conta com diversas vantagens:

- Permite um controle do ganho em malha fechada () através do circuito de realimentação;
- Torna o ganho do circuito menos sensível à variação de parâmetros;
- Reduz distorção;
- Reduz o efeito de ruídos;
- Controla as impedâncias de entrada e saída, etc.

Em face do exposto, tem-se que as aplicações com esse modo são inúmeras como seguidores de tensão, amplificador não-inversor, amplificador inversor, somador, subtrator, diferenciador e integrador etc. (Capelli, 2001). Todos esses serão abordados mais à frente no decorrer deste trabalho. Na figura abaixo é possível visualizar um Amp.Op operando com esse tipo de realimentação.
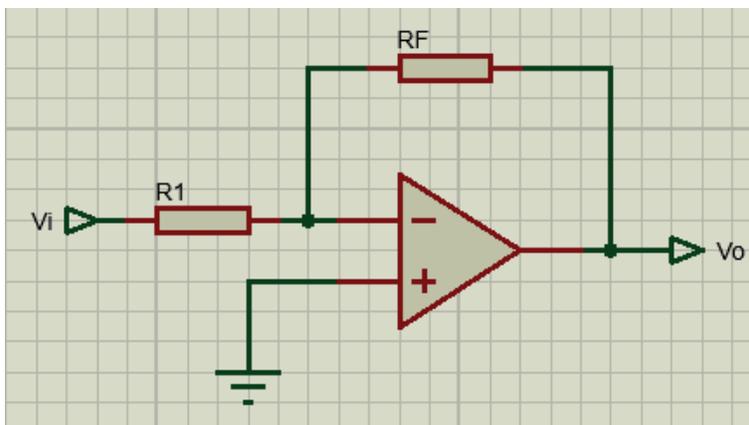
Figura 4 – Amplificador Op. com Realimentação Negativa.

Fonte: Autoria Própria.

3.3 CARACTERÍSTICAS ESPECIAIS

3.3.1 Conceito de Tensão de OFFSET

Um amplificador diferencial é um tipo de amplificador que multiplica a diferença entre duas entradas por um valor constante (o ganho). Quando um amplificador-diferencial é implementado em um circuito integrado como primeiro estágio de um Amp. Op, suas metades diferem-se, seja por ter diferentes resistores ou por ter diferentes comportamentos nas tensões base-emissor, que são os terminais dos transistores que compõe o Amp. Op (Malvino & Bates, 2016). Essa diferença provoca um desbalanceamento interno das suas entradas que resulta em um erro de tensão na saída, mesmo com suas entradas aterradas. Esse erro é conhecido como tensão de *offset*, e na maioria dos circuitos é ignorado, pois é muito pequeno e é corrigido no próprio CI. Porém, em operações que trabalham com pequenos sinais como os de circuito de instrumentação, que exige exatidão, ele deve ser corrigido ou pelo menos minimizado (Capelli, 2001). Para fazer a eliminação dessa tensão, basta usar o circuito de cancelamento proposto nos datasheets, mas caso não se tenha, é necessário aplicar uma pequena tensão de entrada para cancelar a saída (Malvino & Bates, 2016).

Como exemplo, no Amp. Op. 741C, para eliminar a tensão de *offset* o *datasheet* mostra que basta utilizar um potenciômetro de 10 entre seus pinos 1 e 5, conhecidos como pinos de ajuste, conectado ao pino 4 de alimentação negativa do Amp. Op, conforme mostra a Figura 5.
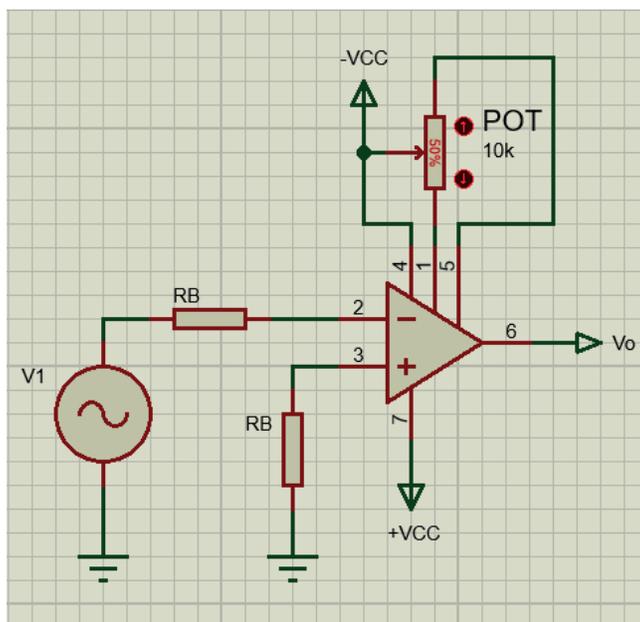
Figura 5 – Circuito Eliminador da Tensão de Offset.

Fonte: Autoria Própria.

Dessa forma, ajustando o potenciômetro, sem sinal de entrada, a tensão de offset é cancelada.

3.3.2 Ganho de Tensão

Um amplificador linear aceita um sinal de entrada v_i e fornece na sua saída um sinal v_o que é o mesmo sinal, porém, aumentado A_v vezes (Sedra & Smith, 2007). Dessa forma, o ganho de um amplificador pode ser representado por:

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} \tag{1-1}$$

Ou,

$$A_V(DB) = 20\ log\left(\frac{v_o}{v_i}\right) \tag{1-2}$$

3.3.3 *Slew Rate* (SR)

O *Slew Rate* de um amplificador é definido como a máxima taxa de variação da tensão de saída por unidade de tempo. Em outras palavras, diz-se que o SR dá a velocidade de resposta do amplificador, e quanto maior for, melhor será o Amp. Op. Normalmente, é dado por V/μs (Pertence, 2003). Então pela definição:

$$S_R = \frac{dv_{out}}{dt} \tag{1-3}$$

O SR é um parâmetro que é fornecido no datasheet do amplificador pelo fabricante, já que ele limita a resposta a grandes sinais de um Amp. Op. Caso o sinal seja grande e tenha frequência alta, o *Slew Rate* causa distorção na saída (Malvino & Bates, 2016). Dessa forma, para saber o valor máximo de frequência que pode ser amplificada sem que ocorra a distorção, considera-se um sinal senoidal. Segundo Pertence (2003), um sinal senoidal produzirá uma saída senoidal que é representada por:

$$V_{out} = V_p \cdot sen\omega t$$

Sabendo que SR,

$$S_R = \frac{dV_{out}}{dt}$$

logo,

$$S_R = V_p \cdot \omega \cdot cos\omega t$$

$$S_R = V_p \cdot \omega$$

ou

$$S_R = 2\pi \cdot f \cdot V_p \tag{1-4}$$

Isolando :

$$f = \frac{S_R}{2\pi \cdot V_p} \tag{1-5}$$

Onde *f* é a maior frequência que pode ser amplificada sem distorção por *Slew Rate*. Assim, sabendo o valor de SR e da tensão de pico (V_p) de saída desejada, torna- se fácil descobrir a frequência máxima evitando esse fenômeno. (Malvino & Bates, 2016).

3.3.4 Saturação

Os amplificadores operacionais normalmente precisam de uma fonte de alimentação para amplificar o sinal, essa é conhecida como fonte simétrica (+V; -V). Quando alimentado, inicia o processo de amplificação até que a sua saída atinja um nível fixo de tensão, a partir do qual não consegue mais variar a amplitude do sinal. Esse ponto é conhecido como ponto de saturação (Pertence, 2003).

O ponto de saturação na prática é definido como sendo $\pm V_{CC}$ do valor que está na alimentação do Amp.Op. Por exemplo, um Amp. Op alimentado com $\pm 15V$ atingirá sua saturação em e em $+14V$ e em $-14V$. Esse é um ponto muito importante a ser analisado, pois caso o sinal seja amplificado além do ponto de saturação, ele terá suas extremidades perdidas, como pode ser visto na Figura 6.
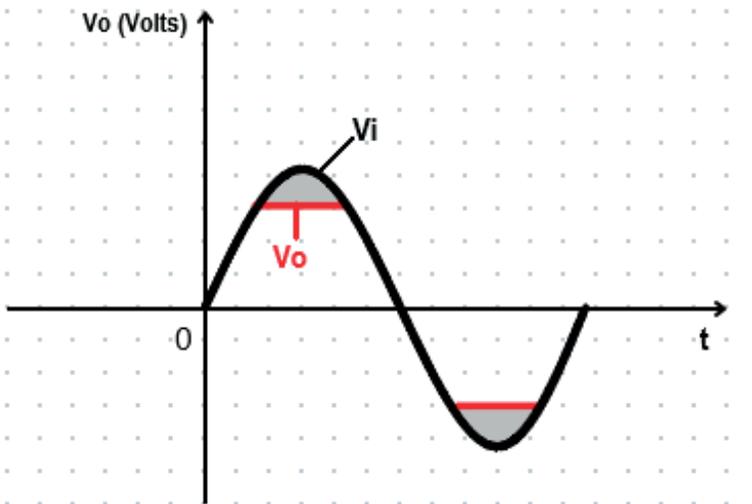
Figura 6 – Gráfico de Saturação.

Fonte: Autoria Própria.

3.3.5 *Overshoot*

O *Overshoot*, conhecido como sobre disparo, é um valor que indica o quanto a tensão de saída foi elevada durante a sua resposta transitória antes de se estabilizar. Vale ressaltar, que ele prejudica o equipamento, por isso não é desejado, mas por trabalhar com equipamentos reais, é utilizado. Em decorrência disso, os fabricantes já estabelecem um valor que cada amplificador pode atingir sem ser danificado. Esses valores são dados em porcentagem e podem ser encontrados nos datasheets (Pertence, 2003).

3.4 AMPLIFICADOR INVERSOR

O amplificador inversor é um dos circuitos mais utilizados e é conhecido por ter um ganho constante e saída invertida em relação à entrada. A sua saída é o produto da entrada pelo ganho constante, o qual é determinado pelos resistores R_1 e R_f, que são os resistores de entrada e realimentação, respectivamente (Boylestad & Nashelsky, 2013). Também é chamado de inversor por que a sua saída estará defasada 180º em relação à entrada.

A Figura 7 mostra a configuração base desse circuito, e com ela pode-se demonstrar a obtenção do ganho e a tensão de saída.
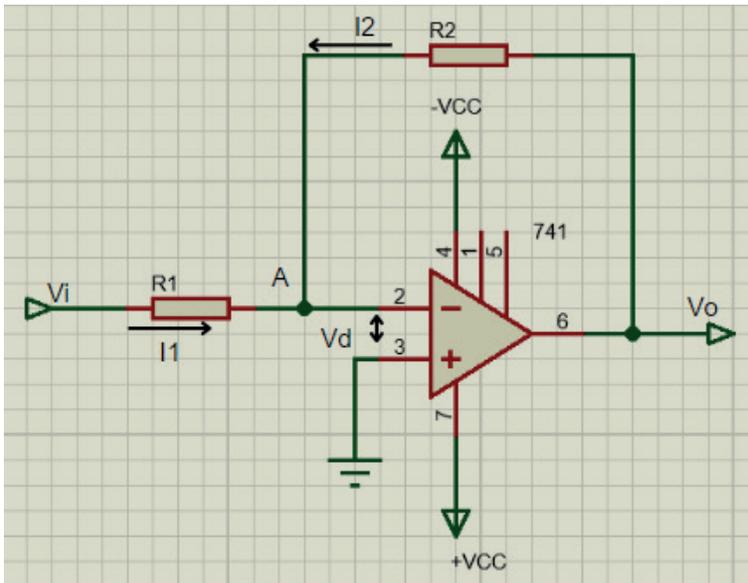
Figura 7 – Circuito Inversor.

Fonte: Autoria Própria.

Sabendo que o ganho de tensão é dado por:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \quad e \quad V_i = \frac{V_o}{A_V} \tag{1-6}$$

Dessa forma, A_v muito alto, V_i tende a 0, tem-se um terra virtual no ponto A. E entre as entradas (-) e (+) existe um curto-circuito virtual (mesmo potencial de tensão). Assim:

$$V_A = 0 \text{ e } I_A = 0 \qquad \text{e} \qquad Vd = V_{(+)} - V_{(-)} = 0$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes no ponto **A**:

$$I_1 + I_2 = I_A$$

Com a lei de Ohm,

$$I_1 = \frac{V_i - V_A}{R_1} \quad e \quad I_2 = \frac{V_o - V_A}{R_2}$$

Assim,

$$\frac{V_i - V_A}{R_1} + \frac{V_o - V_A}{R_2} = 0$$

Sabendo que no ponto A tem-se um terra virtual $\rightarrow V_A = 0$, logo:

$$\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_o}{R_2} = 0$$

E, finalmente:

$$A_{vf} = \frac{V_o}{Vi} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{1-7}$$

ou

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i = -A_{vf} \cdot V_i \tag{1-8}$$

Com isso, prova-se a controlabilidade do ganho em malha fechada, com realimentação negativa, a defasagem de 180º (vista pelo sinal) e que o ganho é a relação entre os resistores.

As características principais desse tipo de Amp. Op:

- Impedância de entrada (Zi): É obtido conforme o resistor utilizado na entrada inversora (valor da ordem de dezenas de *KΩ*);
- Menor impedância de saída (Zo), valor depende do AOP utilizado;
- Defasa o sinal em 180º;
- Permite ganho unitário e atenuação de sinal;

- Ganho: 1 (V_o : V_i) com defasagem de 180^0, aplicação: casamento de Z; limpar o ruído específico que possa surgir de alguma interferência parasita dos cabos de ruído;

- Atenuação do sinal: diminui a amplitude do sinal, ganho inferior à 1.

3.5. AMPLIFICADOR NÃO-INVERSOR

O amplificador não-inversor é conhecido por ser um multiplicador de ganho constante, e por não inverter o sinal de saída. A sua saída também é determinada pelo produto da entrada com ganho, o qual é obtido através da soma de uma constante 1 mais uma divisão entre o resistor de realimentação e o resistor de entrada (Boylestad & Nashelsky, 2013). Outro ponto a ser observado é que continua com a realimentação negativa, mas nesse caso o sinal é aplicado na entrada não inversora.

A Figura 8 mostra a configuração base desse circuito, e com ela pode-se demonstrar a obtenção do ganho e a tensão de saída.
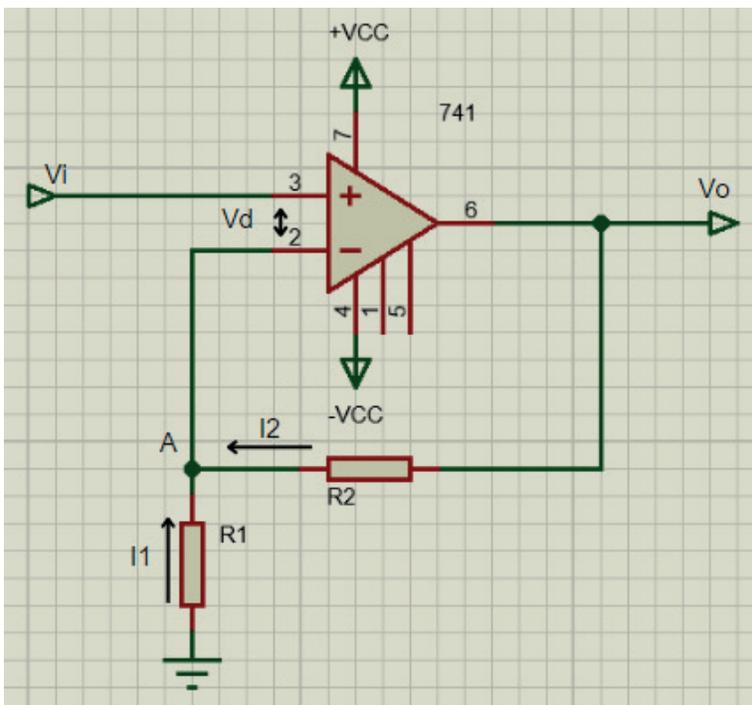
Figura 8 – Circuito Não-Inversor.

Fonte: Autoria Própria.

A dedução pode ser feita da mesma forma que foi feita para o circuito inversor. Novamente tem-se um circuito estabilizado onde o ganho só dependerá de resistores externos (R_1 e R_2).

Considerando as correntes que entram 0 e aplicando a lei de Kirchhoff das correntes no ponto **A**, tem-se:

$$I_1 + I_2 = I_A$$

Com a lei de Ohm,

$$I_1 = \frac{0 - V_A}{R_1} \quad e \quad I_2 = \frac{V_O - V_A}{R_2}$$

Nesse caso, $V_A = V_i$, pois $Vd = V_{(+)} - V_{(-)} = 0$ logo:

$$-\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_o - V_i}{R_2} = 0$$

Organizando,

$$-\frac{V_i}{R_1} - \frac{V_i}{R_2} + \frac{V_o}{R_2} = 0$$

$$V_i \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{V_o}{R_2}$$

$$V_i \cdot \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1 \cdot R_2}\right) = \frac{V_0}{R_2}$$

$$V_i \cdot \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1}\right) = V_o$$

Sabendo que o ganho é a saída sobre entrada:

$$A_{vf} = \frac{V_o}{Vi} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1\text{-}9)$$

ou

$$V_o = \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1}\right) \cdot V_i = A_{vf} \cdot V_i \quad (1\text{-}10)$$

Com isso, também se prova a controlabilidade do ganho em malha fechada, com realimentação negativa, que não há defasagem do sinal (visto que se tem um ganho positivo) e que o ganho é a relação entre os resistores mais 1.

As características principais desse tipo de Amp. Op:

- Impedância de entrada (Zi) alta, o valor depende do AOP utilizado;
- Impedância de saída (Zo) baixa, o valor depende do AOP utilizado;
- Sinal em fase com o de entrada;
- Não permite ganho unitário, o ganho é sempre maior que 1.

3.6. AMPLIFICADOR SOMADOR

3.6.1 Somador inversor

O circuito somador inversor é um tipo de circuito que possui duas ou mais entradas, e é utilizado para realizar a soma algébrica delas, sendo que cada entrada é multiplicada pelo seu próprio fator de ganho. Dessa forma, cada entrada contribui para a saída do circuito com uma tensão multiplicada pelo seu fator de ganho específico (Boylestad & Nashelsky, 2013). Outro ponto importante que não pode ser esquecido é o sinal negativo que aparece na equação indicando para esse circuito que a saída está defasada 180º em relação a entrada (Capelli, 2001).

A Figura 9 mostra a configuração base desse circuito, e em seguida como pode ser obtida a sua tensão de saída.
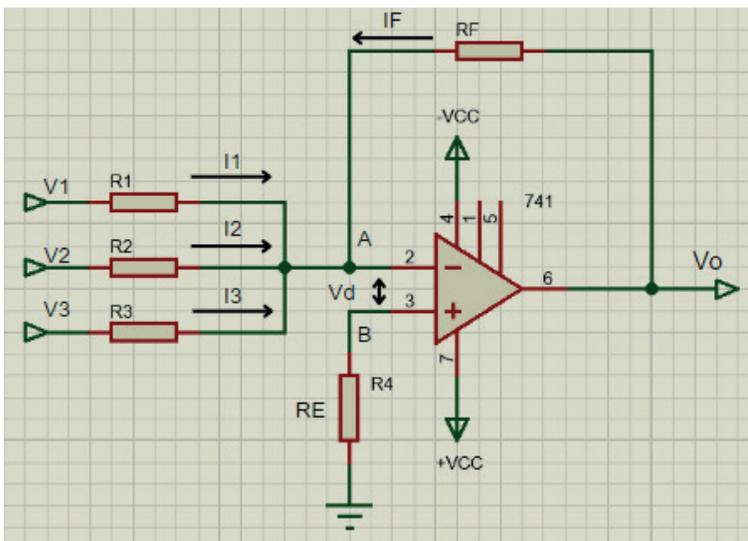
Figura 9 – Circuito Somador Inversor.

Fonte: Autoria Própria.

Note que o circuito conta com uma resistência em sua porta não inversora, essa é conhecida como resistor de equalização e serve para diminuir a tensão de *offset*, esse é dado por:

$$R_e = R_f \,//\, R_1 \,//\, R_2 \,//\, R_3$$

Analisando a figura e aplicando a lei de Kirchhoff das correntes no ponto **a**,

$$I_f = I_1 + I_2 + I_3$$

Com a lei de Ohm,

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad e \quad I_2 = \frac{V_2}{R_2} \quad e \quad I_3 = \frac{V_3}{R_3}$$

e como,

$$V_o = R_f \cdot I_f$$

Assim, substituindo I_f,

$$V_o = -R_f \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right) \qquad (1\text{-}11)$$

Dessa forma, é possível notar que a tensão de saída é uma combinação linear das tensões de entrada. Essa equação serve para diferentes valores de resistências, mas é possível ter casos particulares como:

- Resistências iguais: $R_1 = R_2 = R_3 = R$:

$$V_o = -R_f \cdot \left(\frac{V_1}{R} + \frac{V_2}{R} + \frac{V_3}{R}\right)$$

$$V_o = -\frac{R_f}{R} \cdot (V_1 + V_2 + V_3) \qquad (1\text{-}12a)$$

Resistências iguais e R_f igual também:

$$V_o = -(V_1 + V_2 + V_3) \qquad (1\text{-}12b)$$

Com isso, nota-se que o circuito soma as tensões de entrada e as inverte, daí o nome: somador inversor. E o número de entradas está limitado à capacidade de corrente na saída (I_f).

As características principais desse tipo de Amp. Op:

- A impedância de entrada (Zi) é dada conforme AOP utilizado;
- Baixa impedância de saída (Zo);
- Realiza a soma de n níveis de tensão DC ou sinais AC;
- O sinal é invertido (defasado).

3.6.2 Somador não-inversor

O circuito somador não-inversor é um tipo de circuito que possui o mesmo comportamento do somador inversor, com a diferença que o sinal de saída não sofre inversão. É considerado um circuito somador especial (Pertence, 2003).

A Figura 10 mostra a configuração base desse circuito, e em seguida como pode ser obtida a sua tensão de saída.
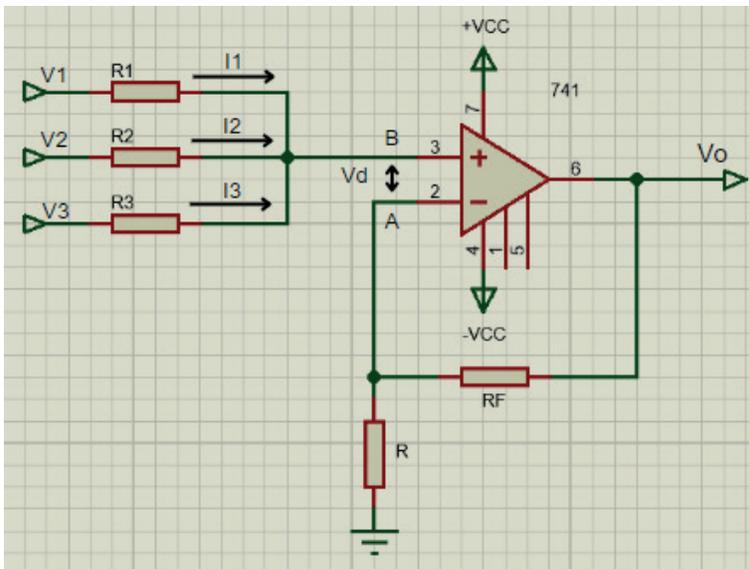
Figura 10 – Circuito Somador não-Inversor.

Fonte: Autoria Própria.

Analisando a figura e aplicando a lei de Kirchhoff das correntes no ponto **b**:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

Com a lei de Ohm,

$$I_1 = \frac{V_1 - V_b}{R_1} \quad e \quad I_2 = \frac{V_2 - V_b}{R_2} \quad e \quad I_3 = \frac{V_3 - V_b}{R_3}$$

Assim,

$$\frac{V_1 - V_b}{R_1} + \frac{V_2 - V_b}{R_2} + \frac{V_3 - V_b}{R_3} = 0$$

Deixando toda equação acima em função de V_b:

$$V_b = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

Sabendo que $G = \frac{1}{R}$ é a condutância expressa em Siemens S, então:

$$V_b = \frac{G_1 \cdot V_1 + G_2 \cdot V_2 + G_3 \cdot V_3}{G_1 + G_2 + G_3}$$

Como é não-inversor, tem-se que os resistores R e R_f formam um amplificador da topologia não inversora que tem saída igual a:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_i$$

Nesse caso $V_i = V_b$, logo:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{G_1 \cdot V_1 + G_2 \cdot V_2 + G_3 \cdot V_3}{G_1 + G_2 + G_3} \quad (1\text{-}13)$$

Essa equação serve para diferentes valores de resistências, mas é possível ter casos particulares como:

- Resistências iguais: $R_1 = R_2 = R_3$:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3} \quad (1\text{-}14a)$$

- Resistências iguais e $R_f = 0$:

$$V_o = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3} \quad (1\text{-}14b)$$

Essas equações representam as possíveis saídas desse tipo de circuito a depender do caso em que suas resistências se encaixem.

3.7 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL OU SUBTRATOR

O amplificador subtrator pode ser definido em dois modos: o modo comum, em que a saída é a média aritmética das tensões de entrada, e o modo diferencial, em que a saída é a diferença entre as entradas multiplicada pelo ganho. Idealmente, o modo considerado é o diferencial, já que em seu modo comum seu ganho é considerado zero (Nilsson & Riedel, 2003).

A Figura 11 mostra a configuração base desse circuito, e em seguida como pode ser obtida a sua tensão de saída.
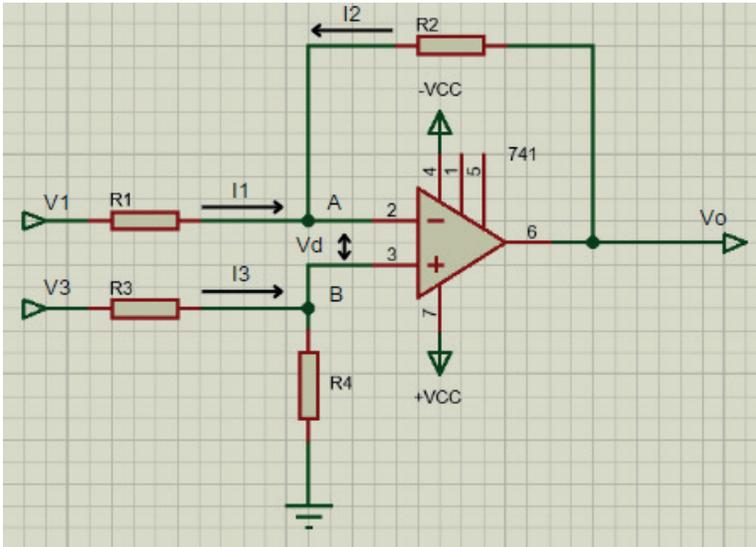
Figura 11 – Circuito Diferencial.

Fonte: Autoria Própria.

Considerando as correntes que entram no Amp. Op = 0 e aplicando a lei de Kirchhoff das correntes no ponto **A** (v-): ($I_1 = I_2$)

$$\frac{V_1 - V_a}{R_1} = \frac{V_o - V_a}{R_2} = 0$$

De onde pode-se obter V_a (v -); ($I_a = I_1 = I_2$)

$$\frac{V_1 - V_a}{R_1} = \frac{V_a - V_o}{R_2}$$

$$\frac{V_1}{R_1} - \frac{V_a}{R_1} = \frac{V_a}{R_2} - \frac{V_o}{R_2}$$

Isolando V_a,

$$V_a \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{V_o}{R_2} + \frac{V_1}{R_1}$$

$$V_a \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2}\right) = \frac{V_o}{R_2} + \frac{V_1}{R_1}$$

$$V_a\ (v-) = \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot \frac{V_o}{R_2} + \frac{V_1}{R_1}$$

Aplicando novamente a lei de Kirchhoff das correntes no ponto **B** (v+): ($I_3 = I_4$)

$$\frac{V_2 - V_b}{R_3} = \frac{V_b}{R_4}$$

De onde pode-se obter V_b (v +); ($I_3 = I_4$);

$$\frac{V_2}{R_3} - \frac{V_b}{R_3} = \frac{V_b}{R_4}$$

Isolando V_b,

$$V_b \cdot \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right) = \frac{V_2}{R_3}$$

$$V_b \cdot \left(\frac{R_3 + R_4}{R_3 \cdot R_4}\right) = \frac{V_2}{R_3}$$

$$V_b\ (v\ +) = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) . V_2$$

Considerando o curto circuito virtual nas entradas (mesmo potencial de tensão), logo:

$$V_b(v\ +) = V_a(v\ -)$$

Assim,

$$\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot V_2 = \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot \frac{V_o}{R_2} + \frac{V_1}{R_1}$$

Desenvolvendo,

$$\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) . V_2 = \left(\frac{R_1 . \cancel{R_2}}{R_1 + R_2}\right) \cdot \frac{V_o}{\cancel{R_2}} + \left(\frac{\cancel{R_1} \cdot R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot \frac{V_1}{\cancel{R_1}}$$

$$\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) . V_2 = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \cdot V_o + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot V_1$$

Isolando V_o,

$$\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \cdot V_o = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) . V_2 - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot V_1$$

$$V_o = \frac{\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)} . V_2 - \frac{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)} \cdot V_1$$

Considerando todos $R_3 = R_1$ e $R_4 = R_2$, logo:

$$V_o = \frac{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)} . V_2 - \frac{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)} \cdot V_1$$

$$V_o = \left(\frac{R_2}{\cancel{R_1 + R_2}}\right) \cdot \left(\frac{\cancel{R_1 + R_2}}{R_1}\right) \cdot V_2 - \left(\frac{R_2}{\cancel{R_1 + R_2}}\right) \cdot \left(\frac{\cancel{R_1 + R_2}}{R_1}\right) \cdot V_1$$

$$V_o = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_2 - \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_1$$

$$V_o = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (V_2 - V_1) \quad (1\text{-}15)$$

Essa equação serve para diferentes valores de resistências, mas caso tenha-se todos as resistências iguais:

$$V_o = (V_2 - V_1) \quad (1\text{-}16)$$

Dessa forma, nota-se que a tensão de saída desse tipo de amplificador realmente é a diferença entre as entradas multiplicada pelo seu ganho correspondente.

As características principais desse tipo de Amp. Op:

- Impedância de saída (Zi) conforme os resistores utilizados (10kW a 100kW);
- Impedância de entrada (Zo) conforme o AOP utilizado;
- Executa a subtração de n níveis de tensão DC ou sinais AC;
- Também conhecido como AOP diferencial;
- Bastante utilizado em circuitos de instrumentação.

3.8 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

O amplificador de instrumentação é uma configuração especial, pois com ele é possível obter algumas características específicas, como um ganho de tensão em malha aberta alto, um alto CMRR (superior a 100dB), tensão de *offset* de entrada baixa, baixa deriva de temperatura (drift), uma impedância de entrada muito alta e impedância de saída menor que os amplificadores usuais (Malvino & Bates, 2016).

Usualmente, esse tipo de amplificador é utilizado no controle de processos industriais, por isso não necessitam ter uma largura de faixa ampla (BW) ou um *Slew Rate* (SR) alto como os outros. Em alguns casos, é até preciso reduzir essa largura de faixa para minimizar a entrada de ruídos de alta frequência, já que esse Amp. Op é feito para circuitos de alta precisão. Outro ponto de destaque nestes circuitos é que seu ganho em malha fechada é variável e pode ser ajustado por um potenciômetro de precisão externo, que também é responsável pelo ajuste do BW (Pertence, 2003).

A Figura 12 mostra a configuração base desse circuito, e em seguida como pode ser obtida a sua tensão de saída.
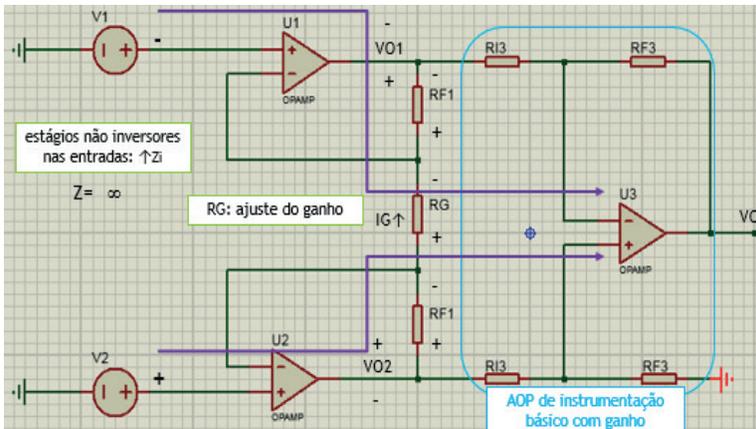
Figura 12 – Circuito de Instrumentação.

Fonte: Autoria Própria.

Sabe-se que a saida do amplificador é dado pelo produto da tensão de entrada com rela*ção* de seus resistores, assim para área em Azul na Figura 12 obtem-se:

$$V_s = (V_{o2} - V_{o1}) \cdot \left(\frac{R_{F3}}{R_{I3}}\right) \tag{1-17}$$

Analisando outra parte da figura:
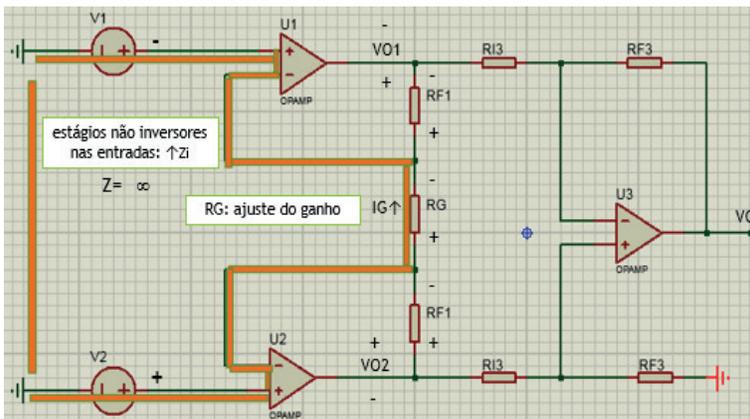
Figura 13 – Analise da Malha laranja do Circuito de Instrumentação.

Fonte: Autoria Própria.

Aplicando lei das malhas na parte em laranja:

$$+V_2 - (I_G \cdot R_G) - V_1 - 0 \tag{1-18}$$

Dai tambem,

$$+V_2 - V_1 = (I_G \cdot R_G)$$

$$I_G = \frac{(V_2 - V_1)}{R_G} \tag{1-19}$$

Agora, analisando apenas a coluna do centro da figura, tem-se

$$V_{o2} - (I_G \cdot R_{F1}) - (I_G \cdot R_G) - (I_G \cdot R_{F1}) - V_{o1} = 0$$

$$V_{o2} - V_{o1} = (I_G \cdot R_{F1}) + (I_G \cdot R_G) + (I_G \cdot R_{F1})$$

$$V_{o2} - V_{o1} = 2(I_G \cdot R_{F1}) + (I_G \cdot R_{F1}) \tag{1-20}$$

Substituindo I_G,

$$V_{o2} - V_{o1} = 2\left(\frac{V_2 - V_1}{R_G}\right) \cdot R_{F1} + \left(\frac{V_2 - V_1}{R_G} \cdot R_G\right)$$

$$V_{o2} - V_{o1} = 2\left(\frac{V_2 - V_1}{R_G}\right) \cdot R_{F1} + (V_2 - V_1)$$

$$V_{o2} - V_{o1} = (V_2 - V_1) \cdot \left[1 + 2 \cdot \left(\frac{R_{F1}}{R_G}\right)\right] \tag{1-21}$$

Por fim, substituindo a 1-21 na eq. 1-17 obtem-se,

$$V_s = (V_2 - V_1) \cdot \underbrace{\left[1 + \left(\frac{2 \cdot R_{F1}}{R_G}\right)\right]}_{\textbf{Ganho 1}} \cdot \underbrace{\left(\frac{R_{F3}}{R_{I3}}\right)}_{\textbf{Ganho 2}}$$

Assim,

$$V_s = (V_2 - V_1) \cdot G_1 \cdot G_2 \tag{1-22}$$

Com $R_{F3} = R_{I3}$:

$$V_s = (V_2 - V_1) \cdot G_1 \tag{1-23}$$

O resultado mostra a saída com seu respectivo ganho e também confirma que o ganho pode ser controlado através de R_G.

3.9 AMPLIFICADOR COMPARADOR

O circuito comparador é utilizado em casos que necessitam comparar dois sinais entre si, de tal forma que um desses é uma referência definida pelo usuário ligado a uma das entradas e o outro é um sinal qualquer a ser comparado. A saída do comparador tem a forma de pulsos em função do sinal aplicado e está sempre em um valor alto ou baixo, conhecidos como saturação (+Vsat ou -Vsat, respectivamente). Em função disso, pode ser utilizado dois diodos antiparalelos entre suas entradas para limitar esse valor de tensão de saída (Pertence, 2003).

O seu funcionamento é simples, o seu alto ganho (por estar em malha aberta) aumenta a diferença de tensão que existe entre suas estradas inversora e não-inversora, e leva a saída para algum dos seus pontos de saturação conforme a diferença seja positiva ou negativa (Pertence, 2003). Em outras palavras, esse circuito compara as tensões da referência e do sinal aplicado e aciona a saída quando esse sinal for maior ou menor do que a referência, essa decisão dependera em qual entrada (inversora ou não-inversora) o referencial foi colocado.

A Figura 14 mostra a configuração base desse circuito, e em seguida como pode ser obtida a sua tensão de saída.
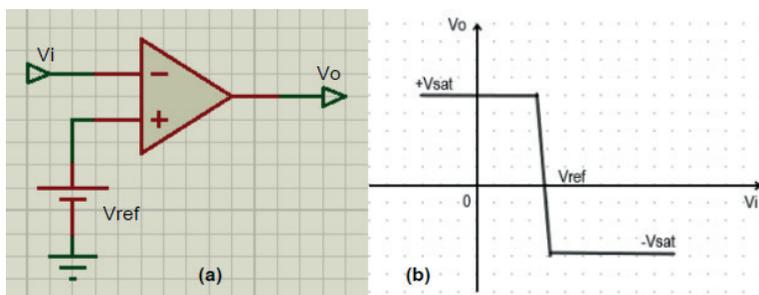
Figura 14 – Circuito Comparador (a) e Gráfico da saída (b).

Fonte: Autoria Própria.

Matematicamente, seu funcionamento é descrito da seguinte forma:

$$V_o = \begin{cases} +V_{sat}\,, quando\ V_i < V_{ref} \\ -V_{sat}\,, quando\ V_i > V_{ref} \end{cases}$$

E, sua saída é dada por,

$$V_o = A_v \cdot (V_{ref} - V_i) \qquad (1\text{-}24)$$

3.10 SEGUIDOR DE TENSÃO (BUFFER)

Um seguidor de tensão, também conhecido como *buffer*, é um amplificador operacional não-inversor, configurado para ter um ganho de tensão unitário, alta impedância de entrada e baixa impedância de saída, e é utilizado para isolar um sinal de entrada de um circuito de carga, evitando a perda de sinal devido a uma baixa impedância de entrada do circuito de carga (Malvino & Bates, 2016). Entre os circuitos com Amp. Op., ele é o que apresenta características mais próximas do ideal, em termos de impedância de entrada e de saída.

Dentre às suas aplicações (Pertence, 2003), tem-se:

a. Isolador de estágios;

b. Reforçador de corrente;

c. Casador de impedância.

3.11 FONTE SIMÉTRICA

A fonte simétrica é geralmente construída a partir de um transformador de derivação central e um circuito de retificação e filtragem. O transformador divide o enrolamento primário em dois secundários iguais, cada um com uma polaridade oposta. O circuito de retificação converte a tensão alternada do transformador em uma tensão contínua pulsante, que é filtrada por capacitores para produzir uma tensão contínua suave e estável em cada terminal de saída (Boylestad & Nashelsky, 2013). Em resumo, é uma fonte que pode fornecer forças positivas e negativas em relação a um ponto de referência comum, geralmente o terra.

Os Amplificadores Operacionais são feitos normalmente para operar com o uso de fonte simétrica, mas também podem ser utilizados com mono alimentação. Porém o uso da fonte simétrica traz diversas vantagens como melhor estabilidade, melhor faixa dinâmica, menor distração harmônica, etc. (Nilsson & Riedel, 2003).

3.12 GERADOR DE FUNÇÃO

Um gerador de função é um equipamento eletrônico que gera sinais elétricos com diferentes formas de onda, incluindo senoidal, quadrada, triangular, pulso, dente de serra e outras. Eles também permitem ajustar a frequência, amplitude, *duty cycle* e outros parâmetros dos sinais gerados, ou seja, geram um sinal controlado. Esses sinais são amplamente utilizados em testes e experimentos em eletrônica, telecomunicações, física e outras áreas da ciência e engenharia.

A relação entre o gerador de função e os amplificadores operacionais está diretamente ligada às aplicações destes dispositivos em circuitos eletrônicos, onde o gerador é ligado a uma das entradas do amplificador e é responsável por gerar o sinal controlado que será amplificado pelo mesmo. Um exemplo de aplicação comum é a geração de sinais de áudio. Neste caso, o gerador de função é utilizado para produzir sinais senoidais de frequência controlada, que são amplificados e posteriormente reproduzidos por um alto-falante.

3.13 FILTROS ATIVOS

Um filtro elétrico é um quadripolo capaz de atenuar determinadas frequências do espectro do sinal de entrada e permitir a passagem das outras que serão utilizadas (Pertence, 2003). Em outras palavras, os filtros são capazes de separar os sinais desejados dos indesejados, impedir a interferência de outros sinais, aprimorar a qualidade de sinais de voz e vídeo e realizar modificações nos sinais. No que diz respeito à divisão, existem duas divisões gerais de filtros: filtros ativos e filtros passivos. No entanto, o foco do presente estudo será os filtros ativos.

Os filtros ativos são compostos por resistores, capacitores e amplificadores operacionais. Eles têm uma faixa de utilidade abaixo de 1MHz, fornecem amplificação de potência e podem ser facilmente ajustados (Malvino & Bates, 2016). A partir disso, segundo Pertence (2003), é possível discutir acerca das vantagens e desvantagens desses filtros em relação aos filtros passivos:

Como vantagens, tem-se:

- Viabilizam o ganho de tensão e corrente;
- Eliminam o uso de indutores, que podem ser caros em sistemas de frequência baixa;
- A partir da associação de estágios simples, é possível desenvolver o projeto de filtros complexos;
- Por ter uma grande variedade de componentes no mercado, há uma grande flexibilidade nos projetos.

E como desvantagens:

- A resposta em frequência depende do Amp. Op. utilizado;
- Não podem ser utilizados em sistemas de média e alta potência;
- Necessitam de fonte de alimentação.

Adicionalmente, tanto os filtros ativos quanto os filtros passivos podem ser categorizados em quatro tipos distintos: Passa-Baixa (PB), Passa-Alta (PA), Passa-Faixa (PF) e Rejeita-Faixa (RF). Além disso, eles também podem ser classificados de acordo com a aproximação utilizada no projeto, a qual terá influência direta na resposta em frequência real do sistema. Essas aproximações matemáticas que dão uma ideia da curva de resposta para um determinado filtro. De acordo com Malvino e Bates (2016), as principais aproximações são:

- *Butterworth*: Para aplicações que necessitam de uma resposta plana na banda de passagem e um decaimento lento na região de transição;
- *Chebyshev*: Decaimento mais rápido na região de transição, porém com ondulação na faixa de passagem. É ideal em sistemas de baixa ordem;

- *Chebyshev* Inverso: Decaimento mais rápido e banda de passagem plana, porém com a presença de ondulações na faixa de corte;
- *Cauer* (elíptico): A resposta em frequência se aproxima de um filtro ideal (transição), sendo o mais rápido entre todos. No entanto, apresenta ondulações tanto na faixa de passagem quanto na faixa de corte. Esse tipo de filtro requer alta complexidade de projeto.

Outro ponto importante diz respeito à topologia para implementação dos filtros ativos, que se refere à forma como eles são montados e os componentes distribuídos. Existem várias formas de topologia, porém as mais comuns são:

- Realimentação múltipla (MFB – *multiple-feedback*);
- Fonte de tensão controlada por tensão (VCVS – *voltage-controlled voltage source*) também conhecida como Sallen-Key (S-K).

Por fim, tem-se que a ordem de um filtro (n) é um indicativo de sua eficiência, sendo que quanto maior a ordem, melhor é o filtro. Essa informação pode ser identificada de forma prática através do número de indutores e capacitores do circuito. No caso dos filtros ativos, será pela quantidade de capacitores utilizados (Malvino & Bates, 2016).

3.14 FILTROS PASSA-BAIXA (PB)

Um filtro passa-baixas tem como função permitir a passagem das frequências abaixo da frequência de corte (F_C), bloqueando as frequências acima dessa faixa. Em seu gráfico de respostas, pode-se três divisões distintas: a primeira delas é a banda de passagem que contém as frequências entre o zero e o F_C; a segunda, é a banda de corte que contém as frequências acima de F_C; a terceira, é a zona de transição, que é a queda entre a banda de passagem e a banda de corte (Malvino & Bates, 2016). Em um filtro ideal não há perda de sinal na banda de passagem, contando com atenuação infinita (sem ripple) na banda de corte e com uma transição vertical, como mostra a Figura 15.
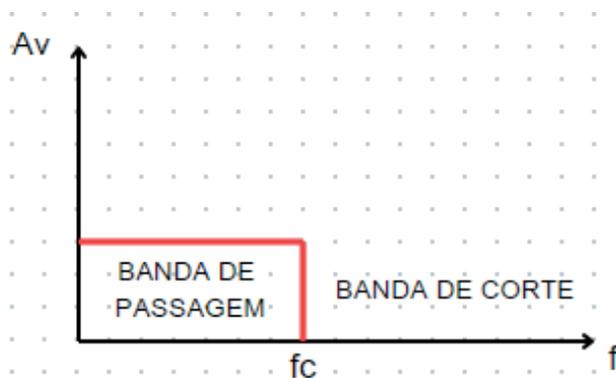
Figura 15 – Gráfico da Reposta do Filtro Passa-Baixa Ideal.

Fonte: Autoria Própria.

3.14.1 Passa-baixa de primeira ordem

Um filtro PB de primeira ordem comumente é montado utilizando a topologia VCVS e é classificado como de primeira ordem devido à presença de apenas um capacitor. Sua representação esquemática pode ser visualizada abaixo
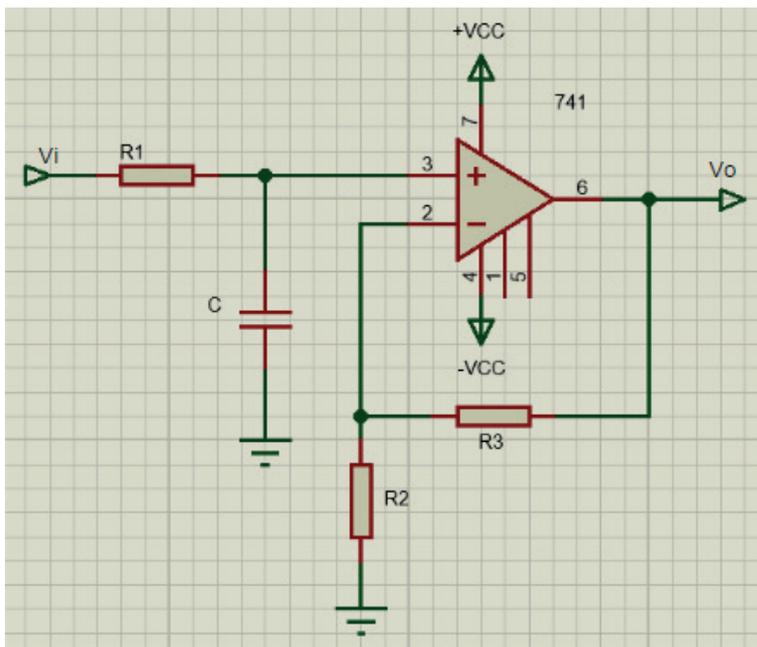
Figura 16 – Filtro Passa-Baixa de 1ª ordem (VCVS).

Fonte: Autoria Própria.

Dessa forma, para a montagem desse filtro é necessário conhecer as equações (Pertence, 2003).

O ganho que é dado por:

$$K = \frac{R_3}{R_2} + 1 \qquad (2\text{-}1)$$

A frequência de corte que é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C} \qquad (2\text{-}2)$$

O resistor R1 que pode ser obtido pela equação:

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \qquad (2\text{-}3)$$

Essa é uma forma de minimizar a tensão de offset de entrada ou pode ser calculado usando a equação da frequência de corte.

Para o resistor R_2, pode ser usado um valor arbitrado pelo projetista, o importante é que ele seja maior que R_1, então:

$$R_{2(arb)} > R_1$$

ou,

$$R_2 = \frac{K}{K-1} \cdot R_1 \qquad (2\text{-}4)$$

Para o valor de R_3, tem-se:

$$R_3 = R_2 \cdot (K\text{-}1) \qquad (2\text{-}5)$$

E por fim, o seu capacitor que também é arbitrado pelo projetista, mas existe uma regra prática que mostra a seguinte relação:

$$C[\mu F] \approx \frac{10}{f_c[Hz]} \qquad (2\text{-}6)$$

3.14.2 Passa-baixa de segunda ordem

Um filtro PB de segunda ordem normalmente é montado usando a topologia MFB e é classificado como de segunda ordem devido à presença de dois capacitores. Seu modelo pode ser visto na Figura 17.
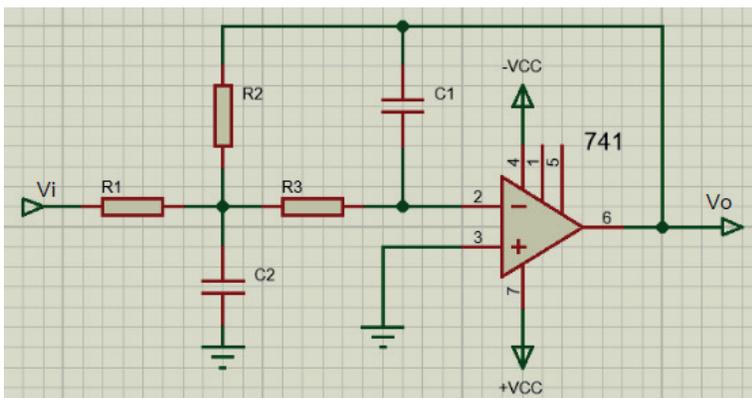
Figura 17 – Filtro Passa-Baixa de 2ª ordem (MFB).

Fonte: Autoria Própria.

Assim, para obter um filtro desse tipo é preciso conhecer as suas equações (Pertence, 2003).

O ganho que é dado por:

$$K = -\frac{R_2}{R_1} \qquad (2\text{-}7)$$

Os resistores que podem ser obtidos pelas seguintes equações:

$$R_1 = \frac{R_2}{K} \tag{2-8}$$

$$R_2 = \frac{2(K+1)}{\left[a \cdot C_2 + \sqrt{a^2 \cdot (C_2)^2 - 4b \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot (K+1)}\right] \cdot 2\pi \cdot f_c} \tag{2-9}$$

$$R_3 = \frac{1}{b \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot (2\pi \cdot f_c)^2 \cdot R_2} \tag{2-10}$$

Por último, o seu capacitor C_2 é arbitrado pelo projetista, mas segue a regra prática apresenta na equação 2-6.

E com isso, é determinado C_1,

$$C_1 \leq \frac{a^2 \cdot C_2}{4b(K+1)} \tag{2-11}$$

Os valores de **a** e **b** são valores tabelados e podem ser encontrados na tabela 1. Para serem escolhidos, basta saber qual aproximação melhor se encaixa no projeto desenvolvido.

Tabela 1 – Valores das Variáveis a e b para as aproximações de *Chebyshev* e *Butterworth*.

		Chebyshev		Butterworth	
n	**PR (dB)**	**a**	**b**	**a**	**b**
2	0,1	2,372356	3,314037	1,414214	1
	0,5	1,425625	1,516203		
	1,0	1,097734	1,102510		
	2,0	0,803816	0,823060		
	3,0	0,644900	0,707948		

Fonte: PERTENCE, 2003.

O valor de PR na aproximação de *chebyshev* é a amplitude dos *ripples* (ondulação) e deve ser escolhido pelo projetista, variando de 0,1 a 3dB. É importante destacar que um valor maior dessa amplitude resulta em uma melhor atenuação na faixa de transição, que é relevante no projeto de filtros. No entanto, os *ripples* são indesejados, então esse valor dependerá do projeto a ser construído (Pertence, 2003).

Ao realizar todo o processo, se forem encontrados capacitores muito grandes e resistências muito pequenas, basta utilizar uma regra denominada escalamento de impedância. Essa é dita da seguinte maneira: "Um filtro ativo não tem sua performance alterada quando multiplicamos (ou dividimos) os valores dos resistores por um fator m >1, desde de que os valores dos capacitores sejam divididos (ou multiplicados) pelo mesmo fator" (Pertence, 2003, p.185). Ela é aplicada, pois capacitores com valores muito altos

são difíceis de serem encontrados no mercado e resistores pequenos demais não são adequados para Amp. Ops. Desse modo, a regra pode ser aplicada em todos os tipos de filtros ativos e não modificará o ganho e nem a frequência dos mesmos.

3.15 FILTROS PASSA-ALTA (PA)

Um filtro passa-alta tem lógica contrária ao passa-baixa, nele é permitido a passagem das frequências acima da frequência de corte (F_c) e ocorre o bloqueio das frequências abaixo dessa faixa. Por ter essa lógica a banda de corte está entre o zero e F_c, e a banda de passagem fica com as frequências acima de F_c (Malvino & Bates, 2016). O filtro PA ideal tem as mesmas considerações do passa-baixa, como é possível observar na Figura 18.
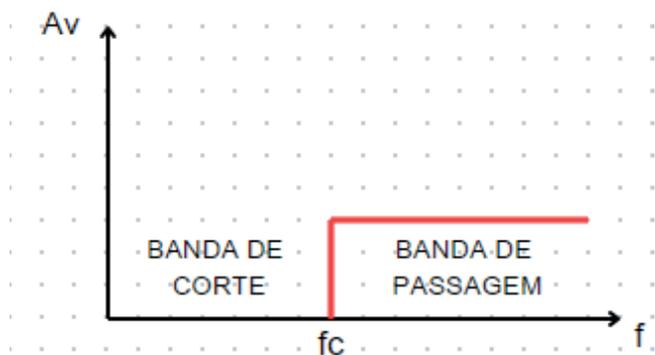
Figura 18 – Gráfico da Resposta do Filtro Passa-Alta Ideal.

Fonte: Autoria Própria.

3.15.1 Passa-alta de primeira ordem

Um filtro PA de primeira ordem montado com a topologia VCVS é semelhante ao passa-baixa de primeira ordem, o que diferencia e muda sua função é a troca de posição do resistor de entrada com o capacitor (Pertence, 2003). Sua representação pode ser vista abaixo.
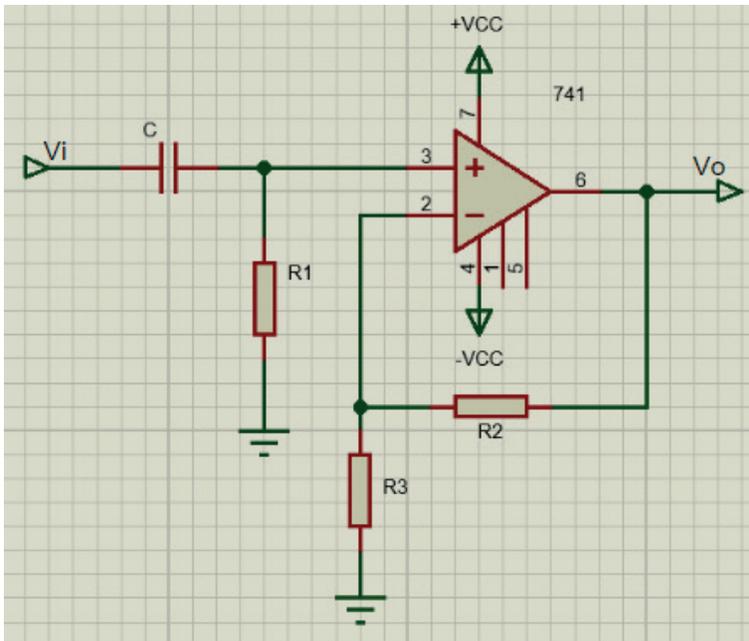
Figura 19 – Filtro Passa-Alta de 1ª ordem (VCVS).

Fonte: Autoria Própria.

Com isso, para a montagem desse filtro, tem-se as mesmas equações do filtro passa-baixa de primeira ordem, já que sua estrutura não foi alterada, apenas permutada.

3.15.2 Passa-alta de segunda ordem

Um filtro PA de segunda ordem montado usando a topologia MFB é gerado através de um filtro PB de segunda ordem, basta trocar os capacitores por resistores e os resistores por capacitores, ou seja, aplicar a transformação $RC \rightarrow CR$ (Pertence, 2003). Seu modelo pode ser visto na Figura 20.
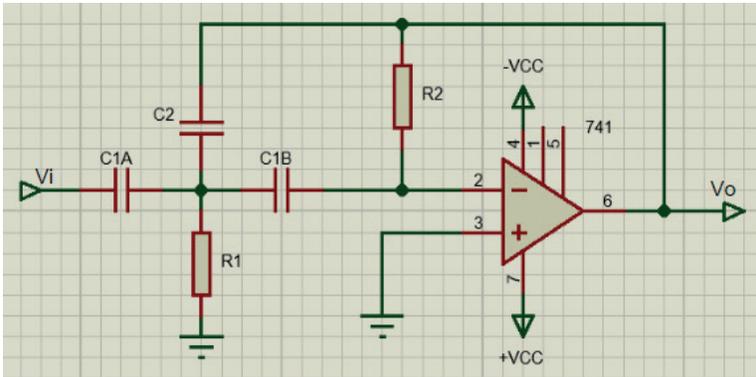
Figura 20 – Filtro Passa-Alta de 2ª ordem (MFB).

Fonte: Autoria Própria.

Desse modo, as equações de projeto podem ser vistas a seguir (Pertence, 2003). O ganho que é dado por:

$$K = -\frac{C_1}{C_2} \tag{2-12}$$

Os resistores seguem as seguintes equações:

$$R_1 = \frac{a}{(2 \cdot C_1 + C_2) \cdot 2\pi \cdot f_c} \tag{2-13}$$

$$R_2 = \frac{(2 \cdot C_1 + C_2) \cdot b}{a \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot 2\pi \cdot f_c} \tag{2-14}$$

Portanto, o seu capacitor C_1 é arbitrado pelo projetista, mas segue a regra prática apresenta na equação 2-6.

E com isso, é determinado C_2 (o sinal negativo some, pois não existe capacitor negativo) que é dado por:

$$C_2 = \frac{C_1}{K} \tag{2-15}$$

Os valores de a e b podem ser obtidos na tabela 1, usando as mesmas considerações do PB de segunda ordem.

3.16 FILTRO PASSA-FAIXA (PF)

Um filtro passa-faixa tem a função de preservar uma determinada faixa de frequência, a qual é determinada pelas frequências de corte inferior (F_1) e superior (F_2). Desse modo, sua representação gráfica é dividida em banda de corte que bloqueia as frequências abaixo de F_1, e as acima de F_2, banda de passagem onde ficam as frequências entre e F_1, e F_2 duas zonas de transição. Idealmente, um filtro PF tem atenuação infinita na banda de corte, não contém perda de sinal na sua banda de passagem e conta com duas transições (Malvino & Bates, 2016).
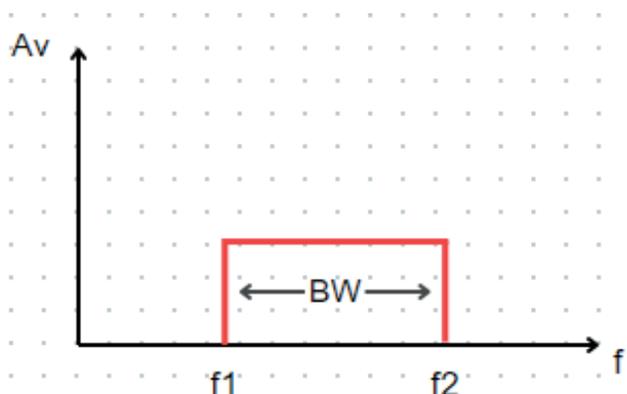
Figura 21 – Gráfico da Resposta do Filtro Passa-Faixa Ideal.

Fonte: Autoria Própria.

3.16.1 Passa-faixa de segunda ordem

Um filtro PF pode ser montado juntando um filtro passa-alta e um passa-baixa e sua ordem será o dobro da ordem de cada um desses, ou seja, juntando um PA e PB de ordem n tem-se um passa-faixa de 2n (por isso, esse tipo de filtro começa na ordem 2). Porém, esse método traz uma largura de banda (BW) alta, afetando o fator de qualidade do filtro. Dessa forma, o ideal é uma montagem direta na topologia MFB (Pertence, 2003). Essa topologia é representada na Figura 22.
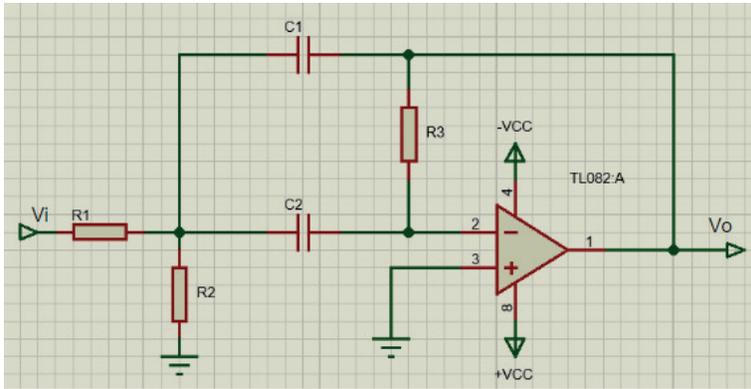
Figura 22 –Filtro Passa-Faixa de 2ª ordem (MFB).

Fonte Autoria Própria.

Para o projeto desse filtro, é necessário conhecer os seguintes cálculos (Pertence, 2003):

Os valores de F_1 e F_2 são arbitrados a depender do projeto a ser desenvolvido.

A frequência central é dada por:

$$f_o = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \quad (2\text{-}16)$$

$$\omega_o = 2\pi \cdot f_o \quad (2\text{-}17)$$

A largura de banda pode ser obtida através:

$$BW = f_2 - f_1 \quad (2\text{-}18)$$

O fator de qualidade segue a equação:

$$Q_o = \frac{f_o}{BW} \quad (2\text{-}19)$$

Arbitrar o ganho, seguindo a condição:

$$K < 2 \cdot (Q_o)^2 \quad (2\text{-}20)$$

Os capacitores podem ser encontrados pela regra prática (neste caso são iguais) apresenta na equação 2-6.

Os resistores são estabelecidos seguindo as equações:

$$R_1 = \frac{Q_o}{\omega_o \cdot C \cdot K} \quad (2\text{-}21)$$

$$R_2 = \frac{Q_o}{\omega_o \cdot C \cdot 2[(Q_o)^2 - K]} \quad (2\text{-}22)$$

$$R_3 = \frac{2Q_o}{\omega_o \cdot C} \quad (2\text{-}23)$$

E por fim, pode verificar o ganho estabelecido:

$$K = \frac{R_3}{2 \cdot R_1} \tag{2-24}$$

3.17 FILTRO REJEITA-FAIXA (RF)

Um filtro rejeita-faixa conta com uma lógica contrária ao PF, pois ele deixa passar as frequências do zero até a frequência de corte inferior (F_1), bloqueia a faixa que fica entre F_1 e F_2 e permite novamente a passagem das que ficam acima da frequência de corte inferior (F_2). Idealmente, esse filtro conta com duas bandas de passagem, uma de corte e duas transições. Segue abaixo o gráfico da sua resposta (Malvino & Bates, 2016).

Figura 23 – Gráfico da Resposta do Filtro Rejeita-Faixa Ideal.

Fonte Autoria Própria.

3.17.1 Rejeita-faixa de segunda ordem

Um filtro RF também pode ser projetado fazendo a associação dos filtros PA e PB, porém apresenta a mesma problemática que ocorre no PF. Por isso, o método mais utilizado é o direto com a topologia VCVS (Pertence, 2003). Abaixo tem-se esse esquema.
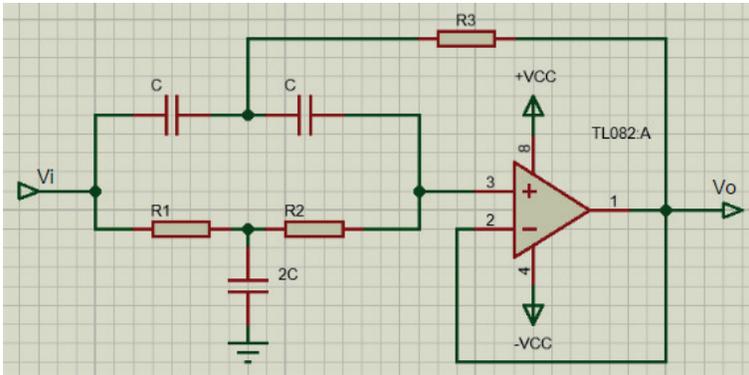
Figura 24 – Filtro Rejeita-Faixa de 2ª ordem (VCVS).

Fonte: Autoria Própria.

Para o desenvolvimento desse filtro, segue-se o mesmo equacionamento demonstrado para o filtro passa-faixa, com exceção dos resistores e do ganho.

Os resistores podem ser encontrados através:

$$R_1 = \frac{1}{2Q_o \cdot \omega_o \cdot C} \tag{2-25}$$

$$R_2 = \frac{2Q_o}{\omega_o \cdot C} \tag{2-26}$$

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \tag{2-27}$$

E, o seu ganho por conta da topologia será unitário, logo:

$$K = 1$$

METODOLOGIA

Nesta seção, será abordada a metodologia utilizada para a realização da parte prática. Esta etapa envolveu simulações através do *software Proteus,* na versão 8.9, e práticas laboratoriais direcionadas para o teste de alguns amplificadores operacionais, como o 741 e o TL082C da *Texas Instruments*, devido às suas características distintas.

A primeira fase teve início com a elaboração dos circuitos esquemáticos das diversas topologias e dos filtros ativos por meio do *software Proteus*. Em seguida, procedeu-se à criação dos circuitos práticos correspondentes. Na segunda fase, foram produzidas placas de circuito impresso para os filtros, e realizou-se a análise das principais características, como *Slew Rate* e tensão de *offset* dos amplificadores utilizados. Todas as etapas objetivaram comparar a simulação e a prática.

4.1 CIRCUITOS ESQUEMÁTICOS NO PROTEUS

A montagem inicial dessas placas foi realizada no *Proteus*, na versão 8.9, por se tratar de um *software* completo e inteligente, no qual cria-se o design de projetos eletrônicos (circuitos esquemáticos) para testes simulados. Dessa forma, cada circuito foi dimensionado utilizando suas respectivas equações deduzidas anteriormente e, posteriormente, montado nesse *software.*

4.2 VALIDAÇÃO DAS PRÁTICAS LABORATORIAIS

Os circuitos simulados foram montados em *protoboard* para verificar o bom funcionamento dos seus componentes, realizar uma análise de circuito e fazer testes de medição de grandezas elétricas. Após esses testes, a montagem das placas de circuito impresso foi realizada para os filtros.

4.3 MÉTODO DE CONFECÇÃO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

Através do uso do *software Proteus*, os circuitos esquemáticos foram convertidos para PCB (Placa de Circuito Impresso). Após essa conversão, foi possível imprimir o circuito em um papel adesivo para transferência para a placa de fenolite cobreada de face única. No entanto, antes da transferência, a placa foi limpa com bombril e álcool isopropílico. Em seguida, o desenho impresso foi colado na placa e deixado em repouso por aproximadamente 1 hora em uma solução de percloreto de ferro. Posteriormente, a placa foi lavada em água corrente e deixada para secar. Por fim, após a secagem, foram feitos os furos na placa com o uso de uma mini furadeira para placa de circuito e realizada a soldagem dos componentes.

4.4 VERIFICAÇÃO DO *SLEW RATE* (SR)

O *Slew Rate* foi verificado aplicando uma onda quadrada com tensão de entrada de 1V a -1V e frequência inicial 1kHz. Esse sinal foi aplicado na entrada do amplificador, ligado na configuração inversora (com ganho unitário R1 = R2), e teve a sua frequência variada através do gerador de onda até que o sinal de saída, observado no osciloscópio, apresentasse uma forma trapezoidal. Após isso, aproximou-se de uma das bordas de subida do sinal de saída e, com os cursores do osciloscópio, foi possível verificar a variação de tensão e o tempo que levou para ocorrer essa variação. O *Slew Rate* será a razão entre a variação da tensão e o tempo (Eq. 1-3):

$$S_R = \frac{dv_{out}}{dt}$$

Posteriormente, foi comparado o *Slew Rate* encontrado com o apresentado pelo fabricante para comprovar suas características. Esse teste foi realizado nos amplificadores simulados e na parte prática.

4.5 VERIFICAÇÃO DA TENSÃO DE *OFFSET*

A tensão de *Offset* foi verificada observando o sinal de saída no osciloscópio. Para determinar se há uma tensão no sinal, basta verificar em qual ponto se inicia a forma de onda. Se ela iniciar em qualquer valor diferente de 0V, existe uma tensão de *offset*. O valor dessa tensão foi calculado subtraindo o valor do sinal aplicado pelo valor no ponto em que a onda se inicia. Caso houvesse offset, ele seria corrigido ligando um potenciômetro de 10KΩ entre os pinos 1 e 5, conectado ao pino 4 do amplificador. Esse teste foi realizado nos amplificadores simulados e na parte prática.

RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste tópico, serão apresentados os dimensionamentos, as simulações e as práticas laboratoriais das topologias e de alguns filtros ativos. Além disso, pode ser vista uma discussão dos resultados obtidos e uma análise acerca do Slew Rate dos amplificadores que foram utilizados (741 e TL082C). Por fim, uma análise sobre a tensão de offset nos presentes circuitos.

5.1 SIMULAÇÕES

5.1.1 Circuito Inversor

O dimensionamento de qualquer circuito depende de onde ele será aplicado e dos parâmetros desejados. No caso em questão, o circuito inversor foi projetado para ter um ganho aproximado de -18 e uma impedância de entrada de 14$K\Omega$. Para isso, o Amp. Op foi alimentado com tensão de +15V e -15V. Sabendo a impedância de entrada (R_1) e o valor do ganho (A_{vf}), pode ser encontrado R_2 através da equação do ganho 1-7, apresentada no item 3.4.

$$A_{vf} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Assim, substituindo os valores:

$$-18 = -\frac{R_2}{14K\Omega}$$

$$R_2 = 252K\Omega$$

Com os valores conhecidos, foi montado o circuito esquemático, que pode ser visualizado na Figura 25.
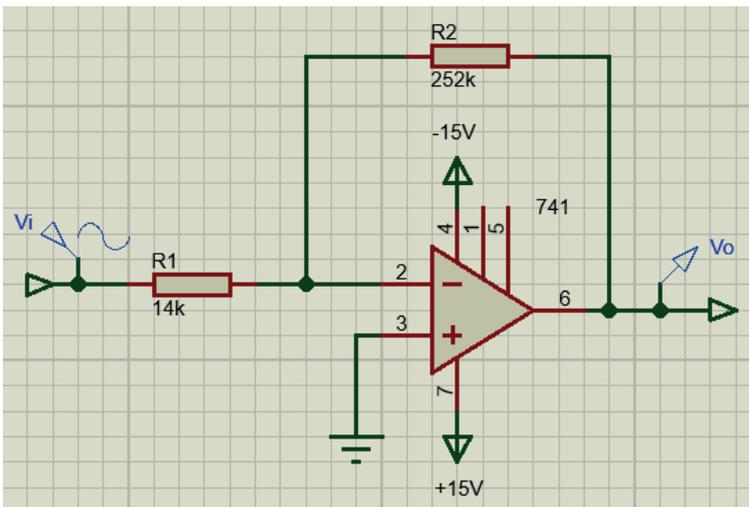
Figura 25 – Esquemático do Circuito Inversor.

Fonte: Autoria Própria.

Após a montagem, foi realizada a simulação e obteve-se o gráfico comparando o sinal de entrada com o de saída, para verificar se o circuito tem o ganho esperado e uma saída amplificada. Para a simulação foi aplicado um sinal senoidal na entrada com tensão de 500mV e uma frequência de 1$K\Omega$.

Estimando o valor do sinal de saída com a equação 1-8:

$$V_s = -A_{vf} \cdot V_i$$

Assim,

$$V_s = -(-18) \cdot 500mV$$

$$V_s = 9V$$

Por ser uma senoide, então o sinal irá de -9V a +9V.
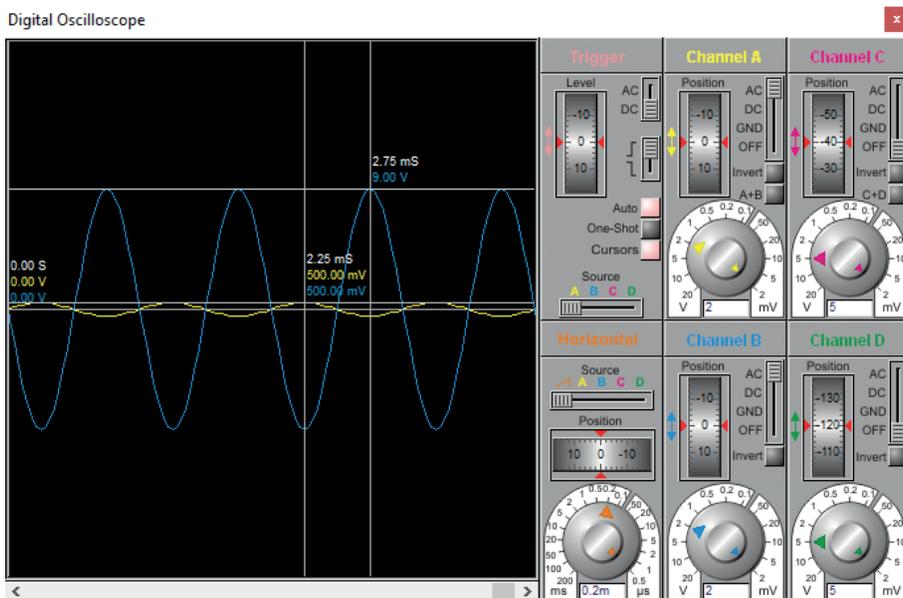
Figura 26 – Gráfico da Resposta do Circuito Inversor.

Fonte: Autoria Própria.

Com o gráfico acima, observamos uma tensão de saída (em azul) de 9V, que condiz com o esperado e comprova o seu ganho de 18. Também, é possível notar que a saída está defasada 180° em relação à entrada, caracterizando o circuito inversor.

5.1.2 Circuito não-Inversor

O circuito não-inversor foi projetado para ter um ganho aproximado de 15 e uma impedância de entrada elevada. Desse modo, o Amp. Op foi alimentado com tensão de +15V e -15V, e o valor de R_2 de 22$K\Omega$ foi arbitrado (faixa de $K\Omega$). Sabendo o ganho e o valor de R_2, o resistor R_1 pode ser encontrado através da equação do ganho 1-9, apresentada no item 3.5.

$$A_{vf} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Substituindo os valores:

$$15 = 1 + \frac{22K\Omega}{R_1}$$

$$R_1 = 1{,}57\ K\Omega$$

Com o dimensionamento feito, foi montado o circuito esquemático visto abaixo.
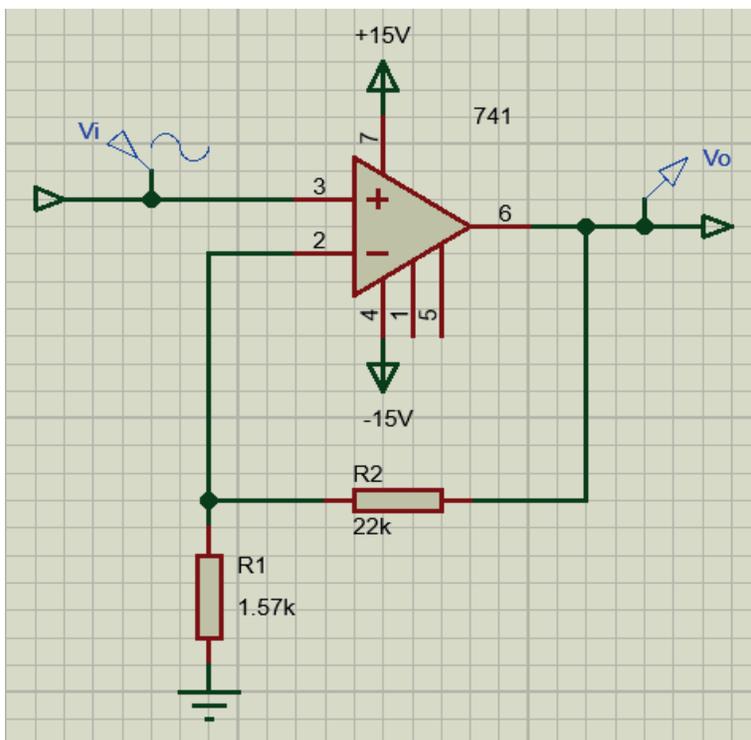
Figura 27 – Esquemático do Circuito não-Inversor.

Fonte: Autoria Própria.

Após a montagem, foi realizada a simulação. Para isso, foi aplicado um sinal senoidal na entrada com tensão de 500mV e uma frequência de 1KHz.

Estimando o valor do sinal de saída com a equação 1-10:

$$V_s = A_{vf} \cdot V_i$$

Assim,

$$V_s = 15 \cdot 500mV$$

$$V_s = 7{,}5V$$

Por ser uma senoide, então o sinal irá de -7,5V a +7,5V.
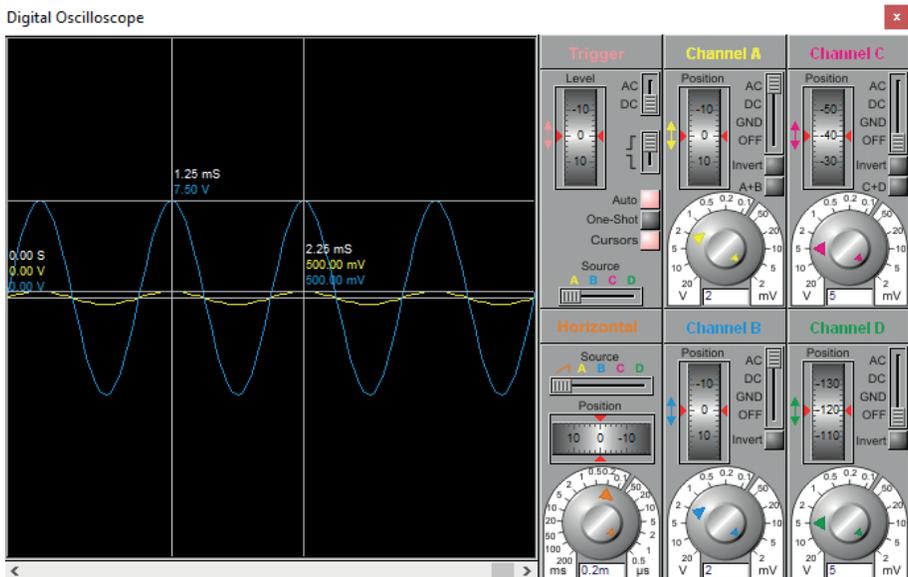
Figura 28 – Gráfico da Resposta do Circuito não- Inversor.

Fonte: Autoria Própria.

Ao observar o gráfico, nota-se que a tensão de saída (em azul) de 7,5V, o que condiz com o esperado e comprova o seu ganho de 15. Além disso, é possível notar que a saída está em fase com o de entrada, o que caracteriza o circuito como não inversor.

5.1.3 Circuito Somador

O circuito somador foi projetado com o caso particular de todos resistores de entrada e o de realimentação iguais, para uma demonstração mais simples do seu funcionamento. Esses resistores foram todos de 10$K\Omega$ e suas tensões de entrada foram: $V_1 = 2V$; $V_2 = 4V$ e $V3 = 6V$. O Amp. Op. foi alimentado com tensão de +15V e -15V, e ligado em sua configuração inversora. Por fim, foi calculado o seu resistor de equalização que pode ser encontrado através do paralelo de qualquer um dos outros resistores.

$$R_e = R_f \,//\, R_1 \,//\, R_2 \,//\, R_3$$

Assim,

$$R_e = 5K\Omega$$

Com essas informações, o circuito esquemático foi montado e pode ser visualizado na Figura 29.
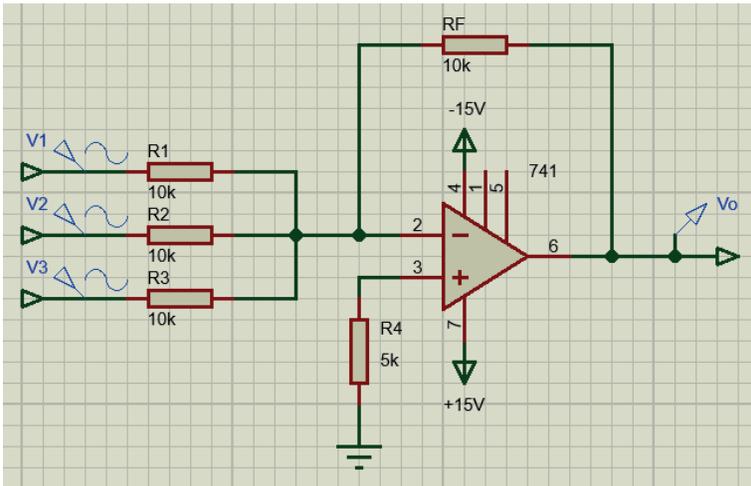
Figura 29 - Esquemático do Circuito Somador.

Fonte: Autoria Própria.

Com o esquemático pronto, foi realizada a simulação para obter o gráfico com a resposta de saída e ver se o circuito desempenhou a sua função.

Estimando a saída com a equação 1-12b,

$$Vs = -(V_1 + V_2 + V_3)$$

Assim,

$$V_s = -(2V + 4V + 6V)$$

$$V_s = -12V$$

Por ser uma senoide, então o sinal irá de -12V a +12V.
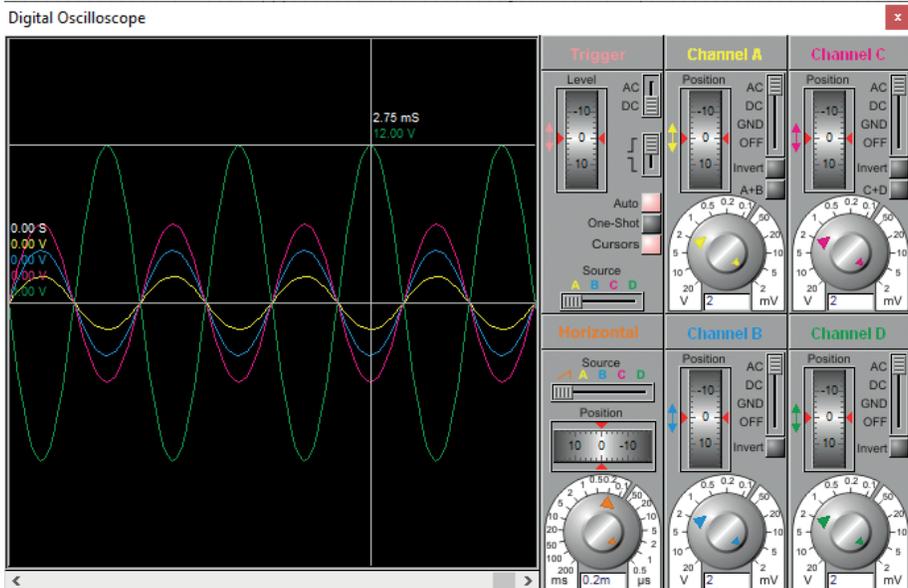
Figura 30 – Gráfico da Resposta do Circuito Somador.

Fonte: Autoria Própria.

Com o gráfico, nota-se uma senoide (em verde) indo de -12V a +12V, o que condiz com o esperado. Também é possível notar que a saída é a soma das entradas e está defasada, o que caracteriza um circuito somador inversor.

5.1.4 Circuito Diferencial

O circuito diferencial foi projetado com o caso particular de todos resistores iguais, para uma demonstração simplificada do seu funcionamento. Esses resistores foram todos de $10K\Omega$ e suas tensões de entrada foram: $V_1 = 3V$ e $V_2 = 1V$. O Amp. Op. foi alimentado com uma tensão de +15V e -15V, e foi ligado com realimentação negativa. O esquemático deste circuito está exposto na Figura 31.
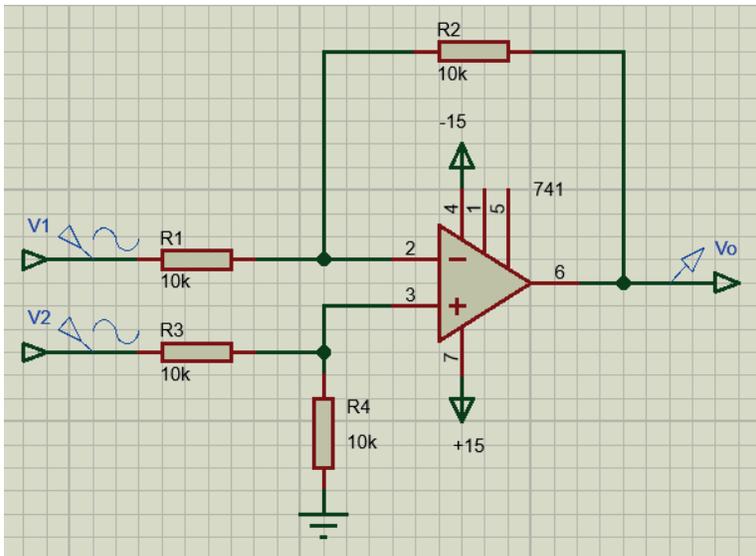
Figura 31 - Esquemático do Circuito Diferencial.

Fonte: Autoria Própria.

Dessa forma, com o circuito montado, foi possível simular e gerar o gráfico para analisar o sinal da saída.

Estimando a saída com a equação 1-16,

$$V_s = (V_2 - V_1)$$

Assim,

$$V_s = (1V - 3V)$$

$$V_s = -2V$$

Por ser uma senoide, então o sinal irá de -2V a +2V.
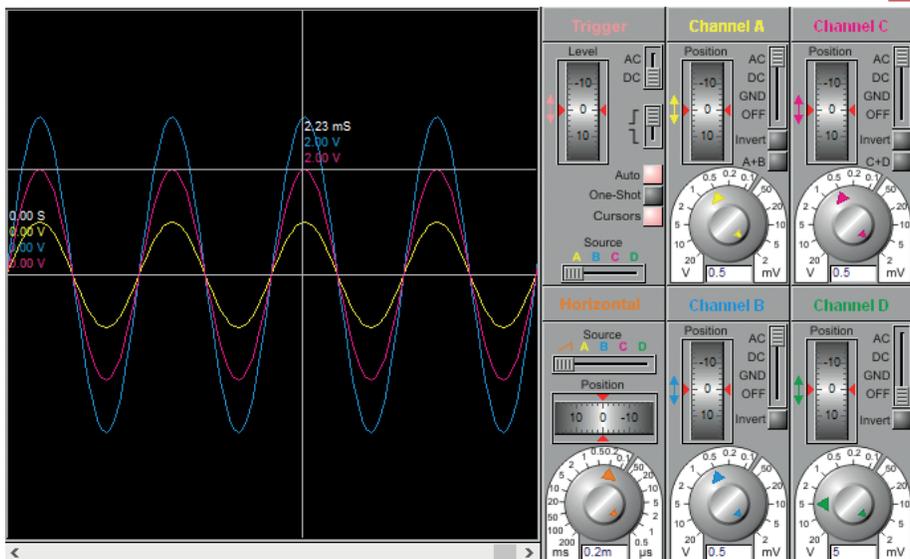
Figura 32 – Gráfico da Resposta do Circuito Diferencial.

Fonte: Autoria Própria.

Dessa forma, analisando o gráfico, nota-se uma senoide (em roxo) indo de -2V a +2V, o que condiz com o esperado. Também é possível notar que a saída é a diferença entre entradas, o que evita possíveis ruídos, caracterizando o circuito diferencial.

5.1.5 Circuito de Instrumentação

O circuito de instrumentação foi projetado para ter um ganho aproximado de 60 e uma impedância de entrada elevada, em torno de 50$K\Omega$. Para isso, O Amp. Op. foi alimentado com tensão de +15V e -15V, os dois resistores de realimentação tem 25$K\Omega$ cada um (chegando aos na entrada), e todos os seus outros resistores foram de 10$K\Omega$, já que servem apenas como referência. Assim, com todos os valores pode ser encontrado o resistor de ajuste do ganho (R_G) através da equação do ganho 1 (G1) apresentada no item 3.8.

$$A_{vf} = G1 = 1 + \left(\frac{2 \cdot R_{F1}}{R_G}\right)$$

assim,

$$60 = 1 + \left(\frac{2 \cdot 25K\Omega}{R_G}\right)$$

$$R_G = 847\Omega$$

Com todos os valores disponíveis, foi montado o circuito esquemático de instrumentação.
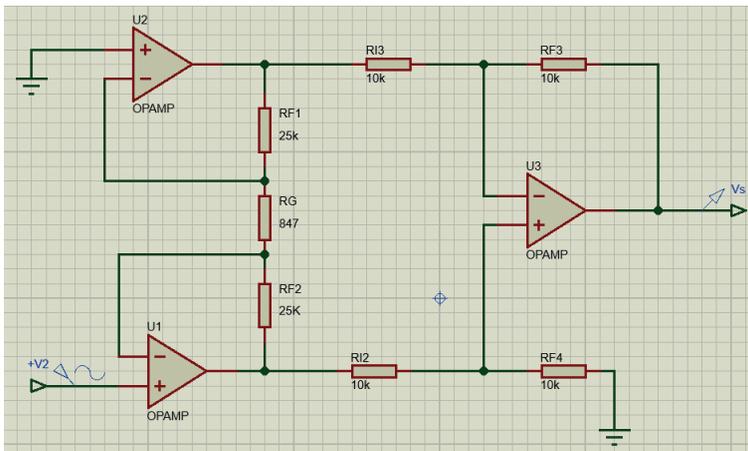
Figura 33 - Esquemático do Circuito de Instrumentação.

Fonte: Autoria Própria.

Após a montagem, a simulação foi realizada aplicando um sinal senoidal de 100mV e uma frequência de 10*KHz*, para que possa ser analisada a sua imagem gráfica da saída.

Estimando a saída com a equação 1-23,

$$V_s = (V_2 - V_1) \cdot G1$$

Como está aterrado,

$$V_s = V \cdot G1$$

Assim,

$$V_s = 100mV \cdot 60$$

$$V_s = 6V$$

Por ser uma senoide, então o sinal irá de -6mV a +6V.
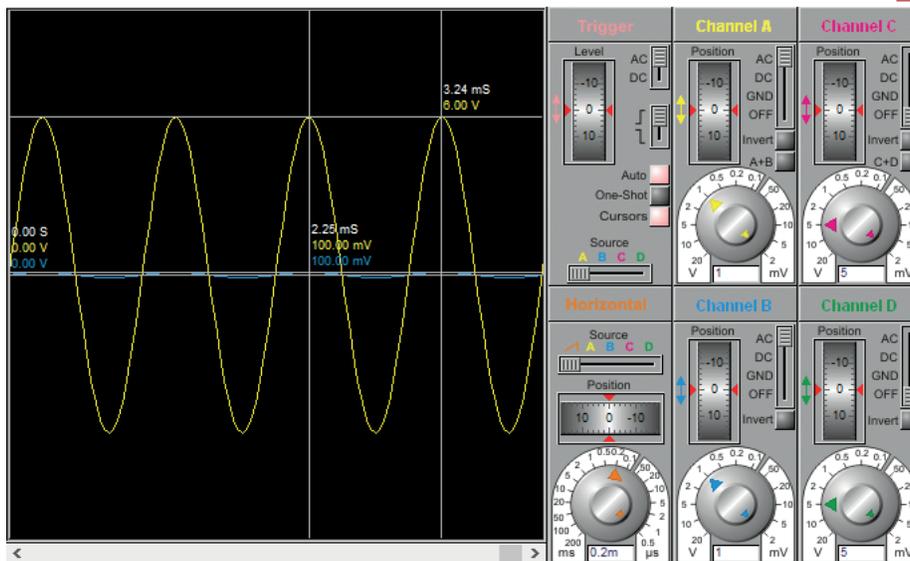
Figura 34 – Gráfico da Resposta do Circuito de Instrumentação.

Fonte: Autoria Própria.

Com o gráfico acima, nota-se uma senoide indo de -6V a +6V, o que condiz com o esperado e comprova o seu ganho de aproximadamente 60. Também é notória a principal característica desse circuito, que é a grande amplificação do sinal de entrada, pois ele sai de 100mV (onda em azul) para 6V (onda amarela) na saída.

5.1.6 Circuito Comparador

O circuito comparador foi projetado para acionar um LED, pois torna-se mais fácil de entender o seu funcionamento do que através de um gráfico. Desse modo, o circuito foi montado com um Amp. Op alimentado com uma tensão de +15V e -15V. Na entrada inversora, foi aplicada uma tensão de referência de 2V, e em sua entrada não inversora, uma tensão 3V que será o sinal variável. Para controlar o sinal, foi utilizado um potenciômetro de 1$K\Omega$, e na saída foi colocado um LED e um resistor de 260Ω (responsável por diminuir a corrente no LED). O circuito esquemático foi montado e pode ser visto abaixo.
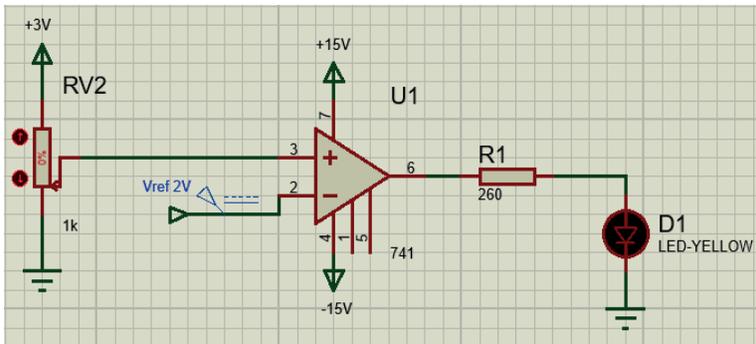
Figura 35 - Esquemático do Circuito Comparador.

Fonte: Autoria Própria.

Assim, o circuito tem o seguinte funcionamento: a saída será acionada apenas quando V1 > Vref, enquanto V1 < Vref o LED permanece desligado. Abaixo tem-se a simulação.
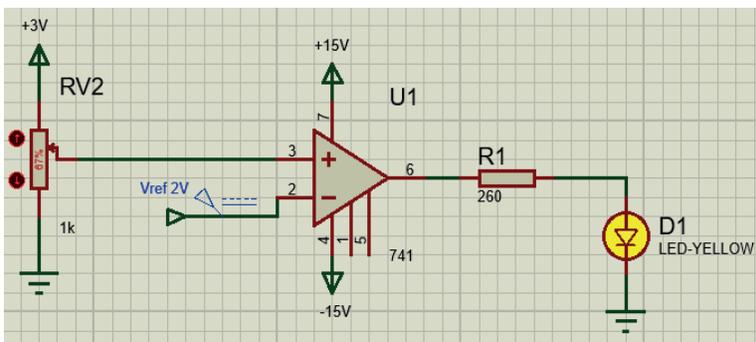
Figura 36 - Funcionamento do Comparador.

Fonte: Autoria Própria.

Com a figura 36, fica evidente que o LED liga quando o potenciômetro chega em 67%, que é igual a 2,01V, ou seja, V1 se torna maior que Vref. Com isso, nota-se que o Amp. Op está funcionando como comparador.

5.1.7 Buffer

O buffer, diferentemente dos outros circuitos, não conta com um projeto contendo parâmetros e dimensionamento, pois ele é apenas um Amp. Op com ganho unitário e realimentação negativa. Desse modo, para realizar a simulação e mostrar o seu funcionamento, foi utilizado um Amp. Op alimentado com uma tensão de +15V e -15V. Em sua entrada não inversora, foi aplicado o sinal de +12V e -12V com um potenciômetro de 100$K\Omega$ para variar a tensão, e na sua entrada inversora foi feita a realimentação. Por último, na sua saída foi colocado um resistor de 560Ω para medir a carga e mostrar que a tensão não muda na saída em relação a entrada. O circuito esquemático foi montado e pode ser observado abaixo.
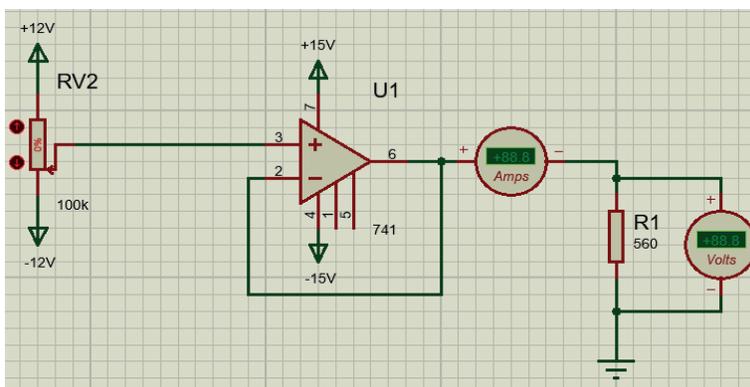
Figura 37 – Esquemático do Circuito Buffer.

Fonte: Autoria Própria.

Com isso, ao simular deve-se observar que a tensão na saída é a mesma da entrada, seja ela positiva ou negativa, pois esse amplificador tem ganho unitário.
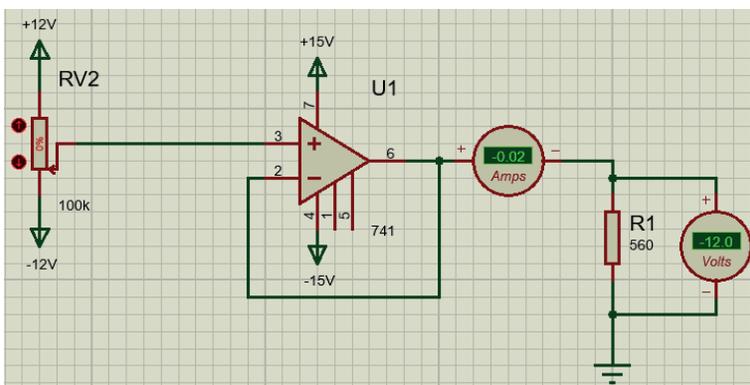
Figura 38 – Funcionamento do Buffer.

Fonte: Autoria Própria.

Com a simulação acima, tem-se uma tensão de saída de -12V, que é a esperada, pois o potenciômetro está zerado. Caso o potenciômetro seja variado, a tensão de saída também varia até se igualar à entrada.

5.1.8 Circuito Filtro Passa-Baixas de 2ª ordem

O filtro foi projetado com topologia MFB e com aproximação Chebyshev 1,0dB. O seu ganho é de 2,5 e tem uma frequência de corte igual a 18K*Hz*. Esse filtro pode ser usado para limitar um sinal, pois permite a passagem de todas as baixas frequências até seus 18*KHz*, depois ele bloqueia todo o resto. Com todas essas informações, seu dimensionamento é feito através das equações presentes no item 3.14.2.

Sabendo a frequência de corte, obtém-se o capacitor C_2:

$$C_2[\mu F] \approx \frac{10}{f_c[Hz]}$$

$$C_2[\mu F] = \frac{10}{18K}$$

$$C_2[\mu F] = 0{,}000555\mu F \approx 560pF$$

Com o capacitor C_2, encontra-se o capacitor C_1 (Valor de **a** e **b** está na tabela 1):

$$C_1 \leq \frac{(a)^2 \cdot C_2}{4b(K+1)}$$

$$C_1 \leq \frac{(1{,}097734)^2 \cdot 560p}{4 \cdot (1{,}102510) \cdot (2{,}5+1)}$$

$$C_1 \leq 43{,}72pF$$

Sabendo os dois capacitores, chega-se ao valor do resistor R_2:

$$R_2 = \frac{2(K+1)}{\left[a \cdot C_2 + \sqrt{a^2 \cdot (C_2)^2 - 4b \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot (K+1)}\right] \cdot 2\pi \cdot f_c}$$

$$= \frac{2 \cdot 3{,}5}{\left[1{,}097734 \cdot 560p + \sqrt{(1{,}097734)^2 \cdot (560p)^2 - 4 \cdot 1{,}102510 \cdot 43p \cdot 560p \cdot 3{,}5}\right] \cdot 2\pi \cdot 18K}$$

$$R_2 = 89{,}24K\Omega \approx 90K\Omega$$

Após, para o resistor R_1:

$$R_1 = \frac{R_2}{K}$$

$$R_1 = \frac{90K\Omega}{2{,}5}$$

$$R_1 = 36K\Omega$$

Por fim, encontra-se o resistor R_3:

$$R_3 = \frac{1}{b \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot (2\pi \cdot f_c)^2 \cdot R_2}$$

$$R_3 = \frac{1}{1{,}102510 \cdot 43p \cdot 560p \cdot (2\pi \cdot 18K)^2 \cdot 36K}$$

$$R_3 = 32{,}72K\Omega \approx 33K\Omega$$

Assim, com o dimensionamento pronto, foi montado o circuito esquemático seguindo a topologia desejada.
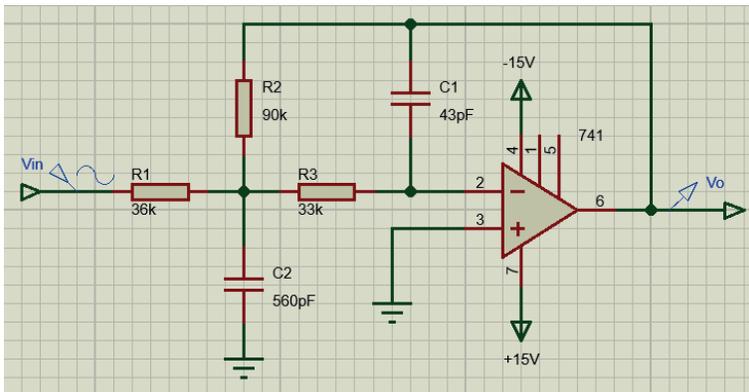
Figura 39 – Esquemático do Filtro Passa-Baixas de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

Com o circuito montado, foi realizada a simulação aplicando um sinal senoidal na entrada com tensão de 2 *Vpp* e frequência de 1 *KHz*. Por ter um osciloscópio limitado no simulador, o seu gráfico foi feito através de um analisador de frequência (para todos os filtros).
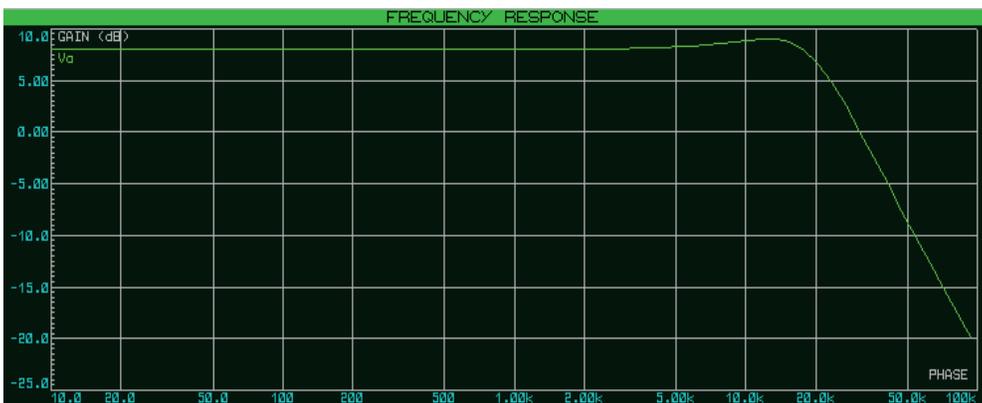
Figura 40 – Gráfico da Resposta do Filtro Passa-Baixas de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

Com o gráfico acima, tem-se um bom funcionamento do filtro. Seu ganho é de 2,5 (pode ser verificado no osciloscópio) e o seu corte acontece em aproximadamente 17*KHz*, o que está dentro do esperado devido à aproximação dos valores e da aproximação escolhida para o seu dimensionamento. Além disso, pode ser notada a diferença de um filtro ideal para um real, pois como é visto no gráfico do filtro real acima, o seu corte acontece de forma linear e não em como é no filtro ideal.

5.1.9 Circuito Filtro Passa-Altas de 2ª ordem

O filtro foi projetado com topologia MFB com aproximação Chebyshev 0,5dB. O seu ganho é de 3 e tem uma frequência de corte igual a 500*Hz*,. Esse filtro pode ser usado para atenuar um ruído em uma linha de transmissão com valor de 100*Hz* pois ele só vai permitir passar as frequências acima de 500*Hz*. Com todas essas informações, o dimensionamento é realizado através das equações presentes no item 3.15.2.

Sabendo a frequência de corte e usando a regra prática, encontrar-se o capacitor C_1:

$$C_1[\mu F] = \frac{10}{f_c[Hz]}$$

$$C_1[\mu F] = \frac{10}{500}$$

$$C_1[\mu F] = 0{,}02\mu F \approx 20nF$$

Com o ganho e com C_1, obtém-se o capacitor C_2:

$$C_2 = \frac{C_1}{K}$$

$$C_2 = \frac{20n}{3}$$

$$C_2 = 6{,}66nF$$

Será usado um valor de 6,5nF, pois é o mais próximo encontrado.

Após, pode ser encontrado o valor do resistor R_1 (o valor de **a** e **b** é obtido na tabela 1):

$$R_1 = \frac{a}{(2 \cdot C_1 + C_2) \cdot 2\pi \cdot f_c}$$

$$R_1 = \frac{1{,}425625}{(2 \cdot 20n + 6{,}5n) \cdot 2\pi \cdot 500}$$

$$R_1 \approx 9{,}76K\Omega$$

E, o resistor R_2:

$$R_2 = \frac{(2 \cdot C_1 + C_2) \cdot b}{a \cdot C_1 \cdot C_2 \ \cdot 2\pi \cdot f_c}$$

$$R_2 = \frac{(2 \cdot 20n + 6{,}5n) \cdot 1{,}516203}{1{,}425625 \cdot 20n \cdot 6{,}5n \cdot 2\pi \cdot 500}$$

$$R_2 = 121{,}09K\Omega$$

Com o dimensionamento pronto, foi montado o circuito esquemático seguindo a topologia desejada.
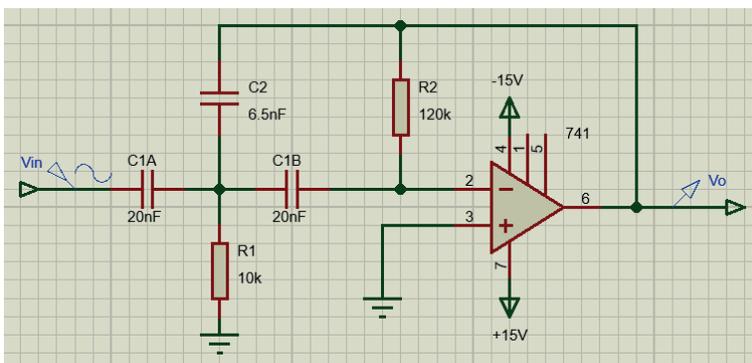
Figura 41 – Esquemático do Filtro Passa-Altas de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

Após a montagem do circuito, foi realizada a simulação aplicando um sinal senoidal na entrada com tensão de 2*Vpp* e frequência de 1*KHz*.
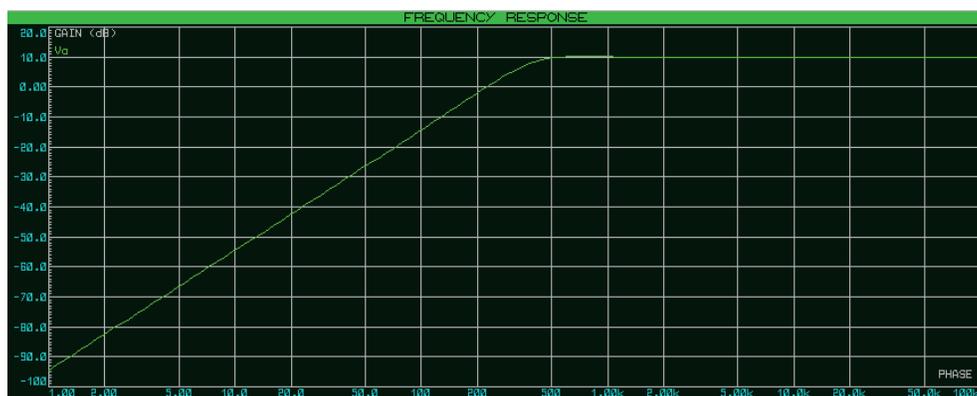
Figura 42 – Gráfico da Resposta do Filtro Passa-Altas de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

Observando o gráfico, tem-se um bom funcionamento do filtro, permitindo a passagem das frequências acima dos 500*Hz*. Ele conta com um ganho de 3,15 e começa a permitir a passagem da frequência em 450*Hz*, o que está dentro do esperado devido à aproximação dos valores e da aproximação escolhida para o seu dimensionamento.

5.1.10 Circuito Filtro Passa-Faixa de 2ª ordem

O filtro passa-faixa foi projetado na topologia MFB, com um sinal de uma portadora a 15*KHz*. A largura de banda do filtro deverá ser igual a 4*KHz*. Tem-se, portanto, uma de f_1 de 13*KHz* e uma f_2 de 17*KHz*. Esse filtro pode ser usado para permitir apenas a passagem de um pedaço específico do sinal e eliminar todo o resto. Com todas essas informações, o dimensionamento pode ser feito através das equações presentes no item 3.16.1.

Sabendo as frequências f_1 e f_2, encontra-se a frequência central:

$$f_o = \sqrt{13K \cdot 17K}$$

$$f_o = 14{,}87\ KHz$$

$$\omega_o = 2\pi \cdot 14{,}87K$$

$$\omega_o = 93430{,}96 rad/s$$

Com a largura de banda e a frequência central, tem-se o fator de qualidade:

$$Q_o = \frac{f_o}{BW}$$

$$Q_o = \frac{14{,}87K}{4K}$$

$$Q_o = 3{,}72$$

Com isso, arbitra-se o ganho, seguindo a condição:

$$K < 2 \cdot (Q_o)^2$$

$$K < 2 \cdot (3{,}72)^2$$

$$K < 27$$

Arbitrando um ganho baixo de 2, para facilitar os cálculos.

Os capacitores podem ser encontrados pela regra prática (neste caso são iguais):

$$C[\mu F] \approx \frac{10}{f_c[Hz]}$$

$$C[\mu F] = \frac{10}{14{,}87K}$$

$$C[\mu F] = 0{,}000672\mu F \approx 660pF$$

Para o resistor R_1:

$$R_1 = \frac{Q_o}{\omega_o \cdot C \cdot K}$$

$$R_1 = \frac{3{,}72}{93430{,}96 \cdot 660p \cdot 2}$$

$$R_1 = 30{,}16K\Omega$$

Para o resistor R_2:

$$R_2 = \frac{Q_o}{\omega_o \cdot C \cdot 2[(Q_o)^2 - K]}$$

$$R_2 = \frac{3{,}72}{93430{,}96 \cdot 660p \cdot 2 \cdot [(3{,}72)^2 - 2]}$$

$$R_2 = 2{,}35K\Omega$$

Para o resistor R_3:

$$R_3 = \frac{2(Q_o)}{\omega_o \cdot C}$$

$$R_3 = \frac{2(3{,}72)}{93430{,}96 \cdot 660p}$$

$$R_3 = 120{,}65K\Omega$$

E por fim, verifica-se o ganho estabelecido:

$$K = \frac{R_3}{2 \cdot R_1}$$

$$K = \frac{120{,}65K}{2 \cdot 30{,}16K}$$

$$K \approx 2$$

Realizado o dimensionamento, foi montado o circuito esquemático seguindo a topologia desejada.
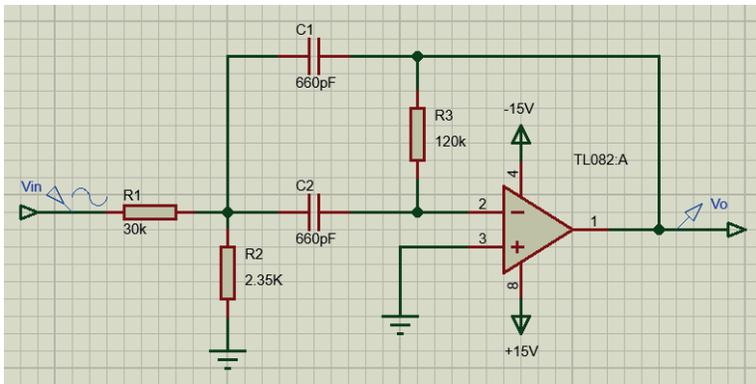
Figura 43 – Esquemático do Filtro Passa-Faixa de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

Com a montagem do circuito feita, foi realizada a simulação aplicando um sinal senoidal na entrada com tensão de 2*Vpp* e frequência de 1*KHz*.
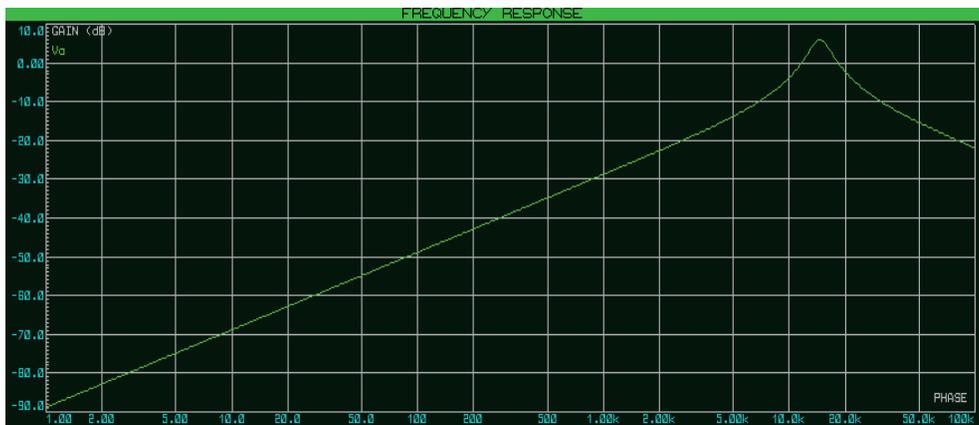
Figura 44 – Gráfico da Resposta do Filtro Passa-Faixa de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

Atentando-se ao gráfico, tem-se um bom funcionamento do filtro passa-faixa, pois ele tem seu ganho de 2, atenua todas as frequências até os 13*KHz*, permite a passagem até os 17*KHz* e tem seu ponto de passagem máximo em 15*KHz*. Ademais, fica evidente a diferença de um filtro ideal para um real, pois como é visto no gráfico do filtro real acima, a sua atenuação vai acontecendo de forma linear nas duas zonas de transição e não em 90º como é no filtro ideal.

5.1.11 Circuito Filtro Rejeita-Faixa de 2ª ordem

O filtro rejeita-faixa foi projetado na topologia S-K para atenuar um sinal de 7*KHz*. Tem-se, portanto, uma f_1 de 6*KHz* e uma f_2 de 8*KHz*. Esse filtro pode ser usado para rejeitar apenas um pedaço específico do sinal e permitir todo o resto. Com todas essas informações, o dimensionamento pode ser feito através das equações presentes no item 3.17.1.

Sabendo as frequências f_1 e f_2, encontra-se a frequência central:

$$f_o = \sqrt{6K \cdot 8K}$$

$$f_o = 6{,}93\ KHz$$

$$\omega_o = 2\pi \cdot 6{,}93K$$

$$\omega_o = 43542{,}47 rad/s$$

Também se encontra a largura de banda:

$$BW = f_2 - f_2$$

$$BW = 8K - 6K$$

$$BW = 2KHz$$

Com a largura de banda e a frequência central, tem-se o fator de qualidade:

$$Q_o = \frac{f_o}{BW}$$

$$Q_o = \frac{6{,}93K}{2K}$$

$$Q_o = 3{,}465$$

O capacitor C_1 pode ser encontrado pela regra prática (neste caso são iguais):

$$C_1[\mu F] \approx \frac{10}{f_c[Hz]}$$

$$C_1[\mu F] = \frac{10}{6{,}93K}$$

$$C_1[\mu F] = 0{,}00144\mu F\ = 1{,}44nF$$

O capacitor utilizado será de 1,8*nF*.

O capacitor C_2 é dado por:

$$C_2 = 2 \cdot C_1$$

$$C_2 = 2 \cdot 1{,}8nF$$

$$C_2 = 3{,}6nF$$

Para o resistor R_1:

$$R_1 = \frac{1}{2Q_o \cdot \omega_o \cdot C}$$

$$R_1 = \frac{1}{2 \cdot (3{,}465) \cdot 43542{,}47 \cdot 1{,}8n}$$

$$R_1 = 1{,}84K\Omega$$

O resistor R_1 usado será de 1,8$K\Omega$.

Para o resistor R_2:

$$R_2 = \frac{2Q_o}{\omega_o \cdot C}$$

$$R_2 = \frac{2 \cdot (3{,}465) \cdot}{43542{,}47 \cdot 1{,}8n}$$

$$R_2 = 88{,}42K\Omega$$

Para o resistor R_2 será utilizado na prática um resistor de 88,2K em série com 6,2K, tendo 88,2$K\Omega$.

E, para o resistor R_3:

$$R_3 = 1{,}8K \parallel 88{,}2K$$

$$R_3 = 1{,}764K\Omega$$

Será utilizado um de 1,8$K\Omega$.

Por fim, por conta da topologia o seu ganho será unitário, logo:

$$K = 1$$

Feito o dimensionamento, foi montado o circuito esquemático seguindo a topologia desejada.
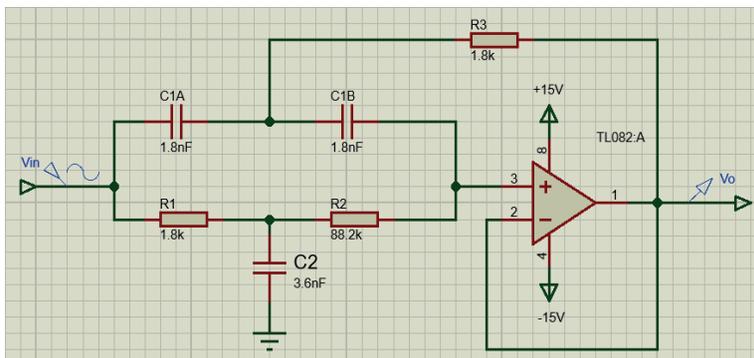
Figura 45 – Esquemático do Filtro Rejeita-Faixa de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

Com a montagem feita, foi realizada a simulação aplicando um sinal senoidal na entrada com tensão de 2*Vpp* e frequência de 1*KHz*.
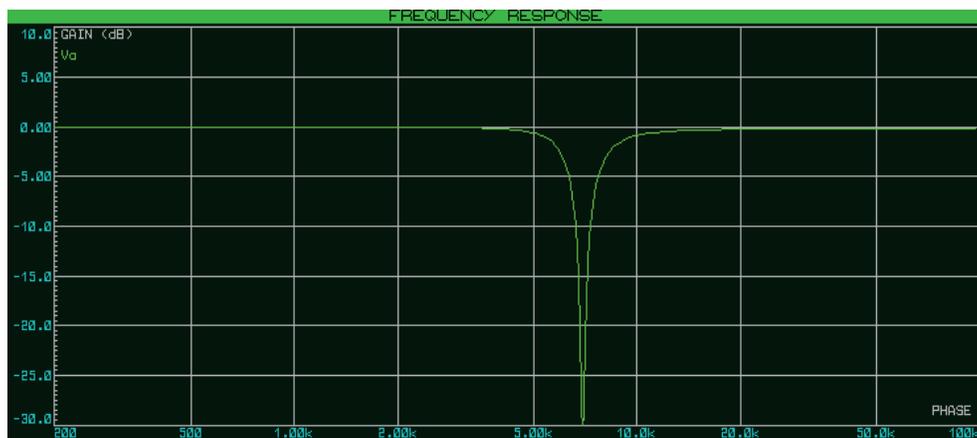
Figura 46 – Gráfico da Resposta do Filtro Rejeita-Faixa de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

Com o gráfico, tem-se um bom funcionamento do filtro rejeita-faixa, pois ele tem seu ganho unitário, permitindo a passagem de todas as frequências até os e atenuando todas até os , quando começa a permitir a passagem novamente. Para mais, também é perceptível que suas zonas de transição não têm como no filtro ideal.

5.2 PRÁTICAS LABORATORIAIS

A montagem dos circuitos foi feita em *protoboard* e seguiu o mesmo dimensionamento feito para a simulação. No entanto, foram realizados alguns ajustes, como pequenas mudanças em sua estrutura (uso de associação em serie ou em paralelo) ou nos valores de seus componentes para se enquadrarem em valores que são vendidos comercialmente. Sempre priorizando deixá-los o mais fiel possível às simulações. Além disso, para os filtros, foi realizada a confecção das placas de circuito impresso. Os testes foram realizados através do uso do gerador de sinal digital da Uni-T o UTG962E para gerar os sinais de entrada dos circuitos. Ademais, também foi utilizado o osciloscópio da *Agilent Technologies*, o DSO1072B, para verificar os sinais de saída dos mesmos.

5.2.1 Circuito Inversor Prático

O desenvolvimento do circuito inversor prático contou com duas alterações, uma na sua resistência de entrada e outra na de realimentação. Desse modo, sua resistência de entrada (R_1) foi para 15$K\Omega$ e a de realimentação (R_2) foi para 270$K\Omega$. Contudo, seu ganho foi mantido em -18 e a alimentação do Amp. Op permaneceu em+15V e -15V. Diante disso, foi montado o circuito prático, que pode ser visualizado na Figura 47.
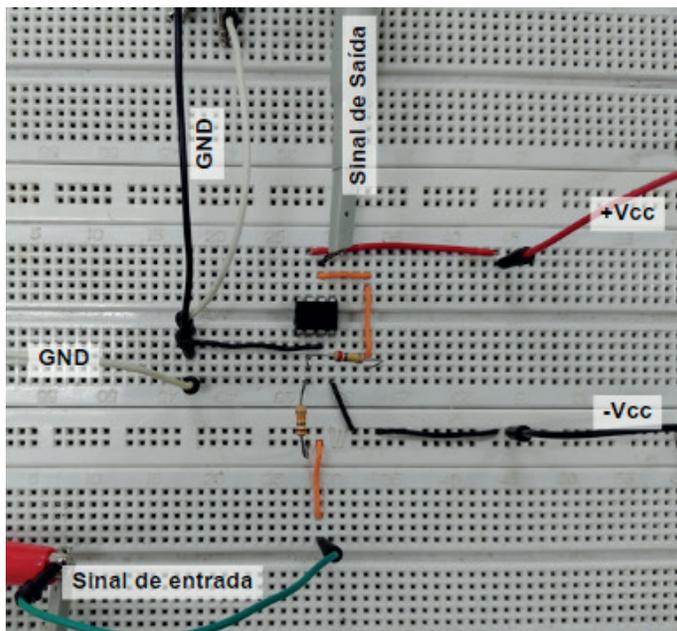
Figura 47 – Circuito Inversor Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Após a montagem, foi aplicado um sinal senoidal na entrada com tensão de 500mV e uma frequência de 1KHZ. Assim, foi observado a resposta gráfica no osciloscópio presente na Figura 48.
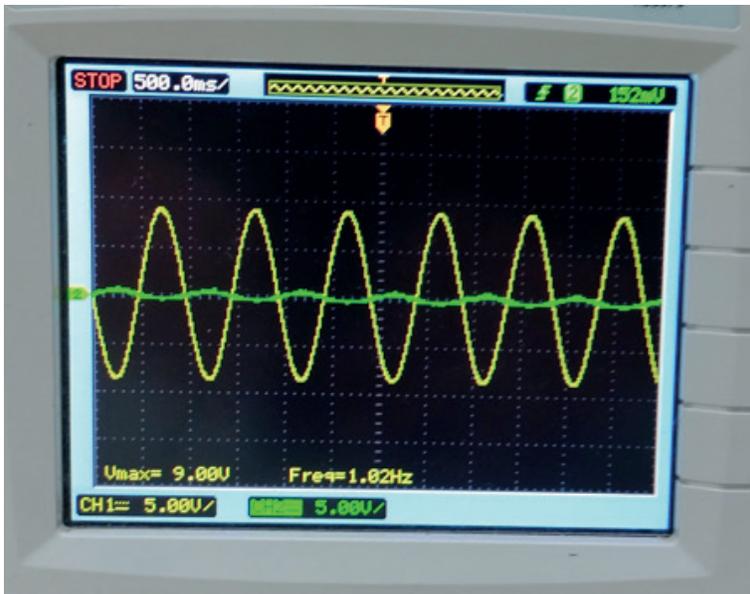
Figura 48 – Resposta do Circuito Inversor Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Com a resposta acima, é notório que o circuito tem seu funcionamento adequado e igual ao simulado, pois conta com uma tensão de saída (em amarelo) de 9V, comprovando seu ganho de 18. E é possível notar que a saída está defasada 180º em relação à entrada, caracterizando o circuito inversor.

5.2.2 Circuito não-Inversor Prático

O circuito não-inversor prático foi construído apenas alterando a resistência do resistor R_1 para 1,5$K\Omega$. O seu resistor R_2 permaneceu o mesmo, sendo de 22$K\Omega$, e o Amp. Op foi alimentado com tensão de +15V e -15V. Dessa forma, o seu ganho foi de aproximadamente 15,6, o que é esperado, devido à modificação em um dos resistores. Com isso, o circuito prático pode ser visto na Figura 49.
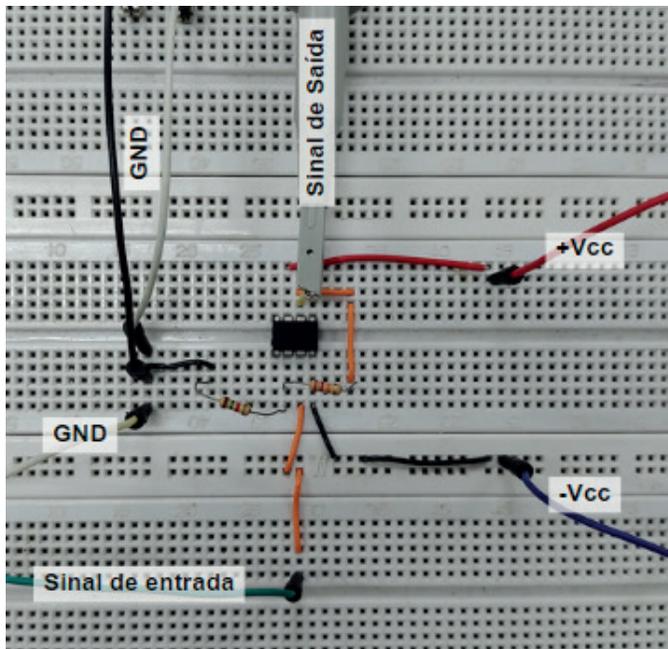
Figura 49 – Circuito não-Inversor Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Com o circuito pronto, foi aplicado um sinal senoidal na entrada com tensão de 500mV e uma frequência de 1*KHz*. A onda de saída pode ser visualizada na Figura 50.
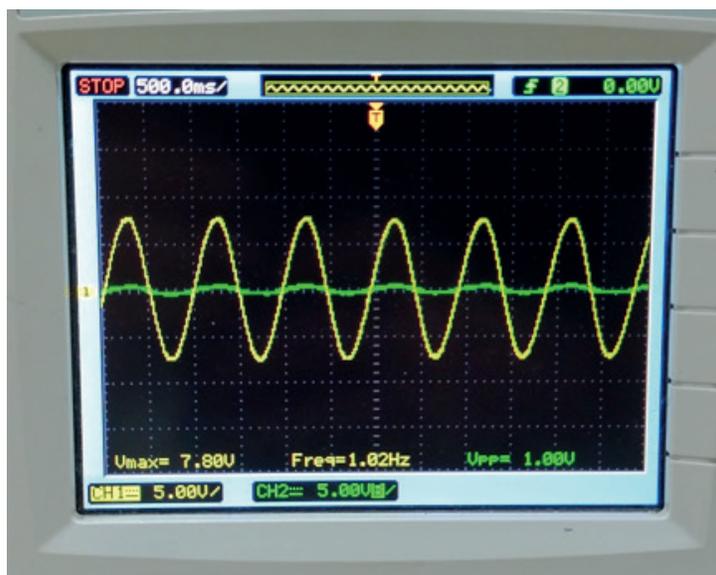
Figura 50 – Resposta do Circuito não-Inversor Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Ao analisar a Figura 50, é evidente que houve um pequeno aumento na tensão de saída para 7,8V (em amarelo) se comparado ao circuito simulado. Esse aumento da tensão é justificado pela elevação do ganho, resultante das adaptações feitas no circuito. Contudo, está bem próximo do valor desejado, e é assegurado um bom funcionamento do circuito, uma vez que ele amplifica o sinal sem defasá-lo.

5.2.3 Circuito Somador Prático

O circuito somador prático foi configurado da mesma forma que o circuito simulado, ou seja, todos os resistores foram de $10K\Omega$. As tensões de entrada foram de: $V_1 = 2V$; $V_2 = 4V$ e $V_3 = 6V$, sinal de entrada foi aplicado na porta inversora, e o Amp. Op foi alimentado com tensão de +15V e -15V. O único ajuste foi em seu resistor de equalização (R_e), que foi para $5{,}1K\Omega$. Com todos os componentes conhecidos e a montagem realizada, o circuito pode ser visualizado na Figura 51.
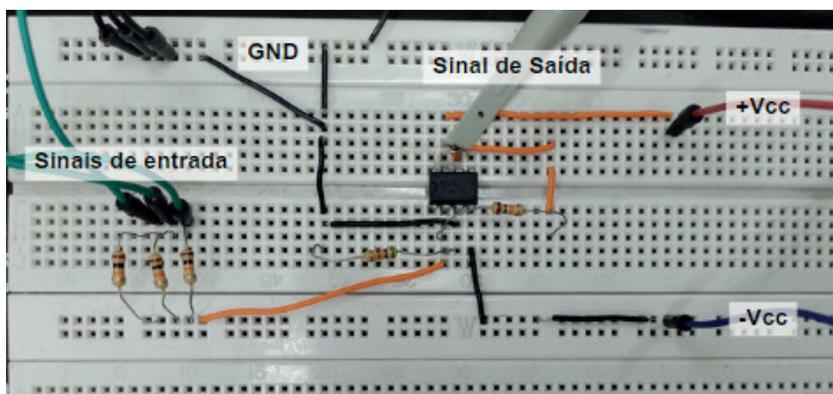
Figura 51 – Circuito Somador Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Com o circuito pronto, foi realizada a prática aplicando os sinais de entrada para obter o gráfico com a resposta de saída e verificar se o circuito desempenhou a sua função. Esse gráfico será composto apenas pela saída e uma das entradas, pois o osciloscópio usado tinha uma limitação de 2 canais. A Figura 52 expõe o resultado.
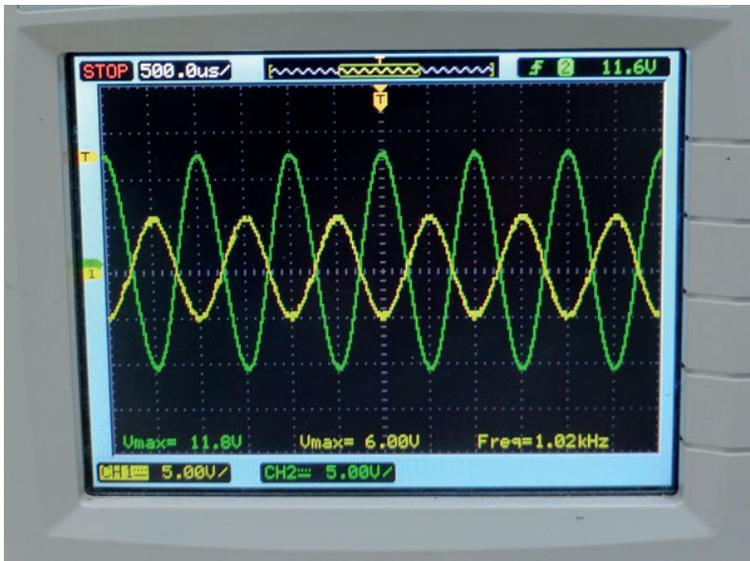
Figura 52 – Resposta do Circuito Somador Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Dado o gráfico acima, nota-se uma senoide (em verde) de 11,8V, o que está de acordo com o esperado, já que em uma prática não se tem componentes ideias, podendo acarretar em perdas. Ademais, é possível notar que a saída é a soma das entradas e está defasada, o que caracteriza um circuito somador inversor. Portanto, pode-se dizer que o circuito prático corresponde ao simulado.

5.2.4 Circuito Diferencial Prático

O circuito diferencial prático foi construído igual ao simulado, não houve nenhuma alteração. Seus resistores são todos de $10K\Omega$. As tensões de entrada foram: $V_1 = 3V$ e $V_2 = 1V$. O Amp. Op foi alimentado com uma tensão de +15V e -15V, ligado com realimentação negativa. O desenvolvimento deste circuito está exposto na Figura 53.
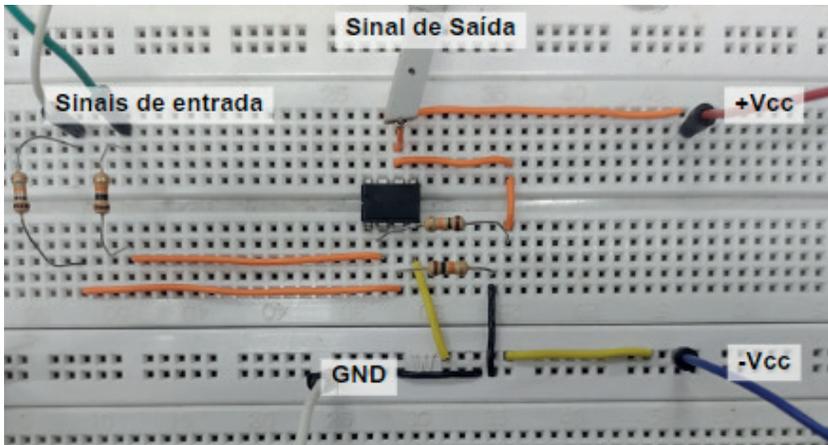
Figura 53 – Circuito Diferencial Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Dessa forma, com o circuito montado, foi aplicado os sinais de entrada e gerado o sinal da saída presente na Figura 54.
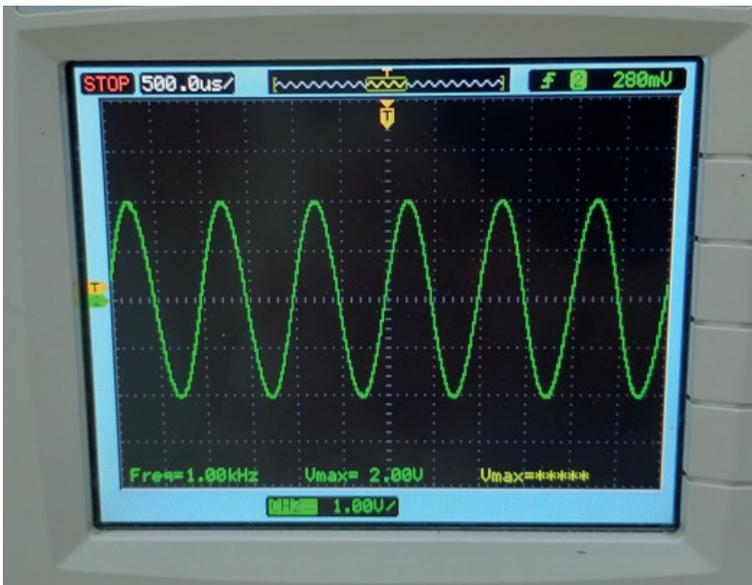
Figura 54 – Resposta do Circuito Diferencial Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Com isso, analisando a onda de saída, nota-se uma senoide (em verde) de 2V, o que condiz com o circuito simulado. Também é possível observar que a saída continua sendo a diferença entre entradas, como desejado para o circuito diferencial com essas características.

5.2.5 Circuito de Instrumentação Prático

O Circuito de instrumentação prático foi testado através de um Amp. Op especifico de instrumentação, o INA121, que conta com características muito semelhantes ao montado no teste simulado. Esse amplificador de instrumentação tem o mesmo circuito esquemático feito no tópico simulado, necessitando apenas colocar o resistor de ajuste do ganho (R_g), ser alimentado e colocar uma resistência de saída, que, conforme o seu *datasheet*, é de 10$K\Omega$. Desse modo, foi adicionado um Rg de 820Ω para obter um ganho de aproximadamente 62 (valor possível mais próximo do simulado) e alimentado com uma tensão de +15V e -15V. O circuito pronto pode ser visto abaixo na Figura 55.
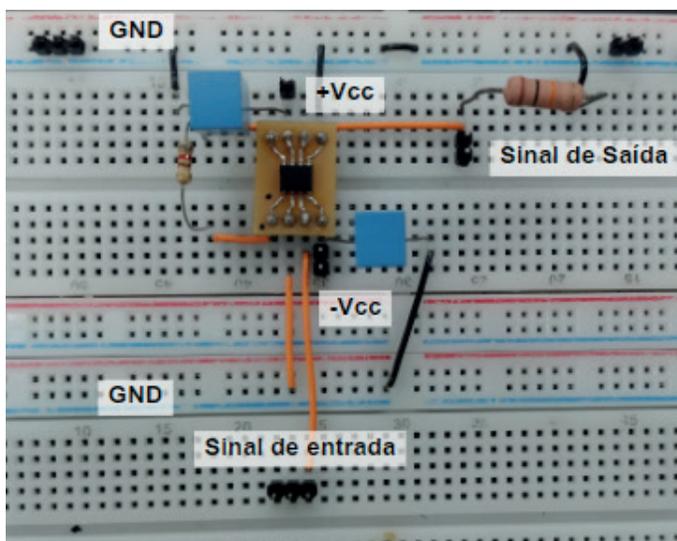
Figura 55 – Circuito de instrumentação Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Após a montagem, foi aplicado um sinal senoidal de 100mV com frequência de 1KHz para que pudesse ser analisada a imagem gráfica da saída. Essa imagem pode ser encontrada na Figura 56.

Figura 56– Resposta do Circuito de Instrumentação Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Com o gráfico acima, nota-se uma senoide de 6V, o que condiz com o esperado e comprova o seu ganho de aproximadamente 62. Nesse caso, houve uma pequena perda, pois em um caso ideal, teríamos 6,2V de saída. Todavia, isso pode ser justificado por não se utilizar componentes de alta precisão. No entanto, é notória a grande semelhança ao simulado, já que desempenha seu papel igualmente, proporcionando uma grande amplificação no sinal. Também se realizou testes diminuindo o valor de R_g e foi possível obter um ganho de até 149, antes do amplificador atingir sua zona de saturação.

5.2.6 Circuito Comparador Prático

O circuito comparador prático foi confeccionado com o mesmo objetivo do simulado, acionar um LED. Diante disso, o Amp. Op. foi alimentado com uma tensão de +15V e -15V. Em sua entrada inversora, foi aplicada uma tensão de referência de 2V, e em sua entrada não inversora, uma tensão de 3V que terá o sinal variável. Um potenciômetro de 1$K\Omega$ foi utilizado para controlar o sinal, e na saída foi colocado um LED e um resistor de 260Ω (responsável por diminuir a corrente no LED). Com todos os componentes, o circuito foi montado e pode ser analisado na Figura 57.
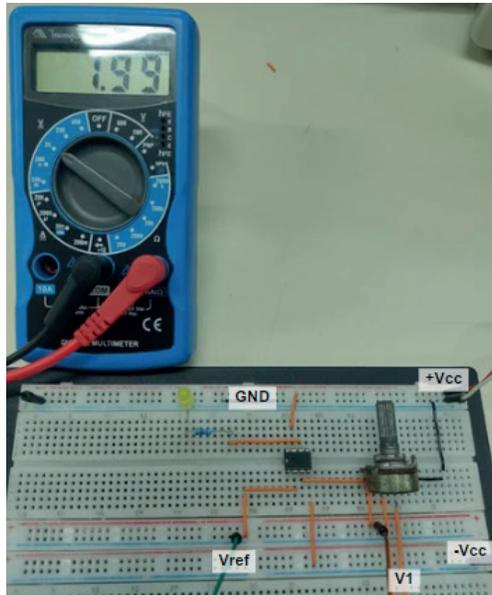
Figura 57– Circuito Comparador Prático (V1 < Vref).

Fonte: Autoria Própria.

O funcionamento é o mesmo do simulado: a saída será acionada apenas quando V1 > Vref, enquanto V1 < Vref, o LED permanece desligado, como na figura 57. Abaixo, na figura 58, tem-se o caso em que o LED acende.
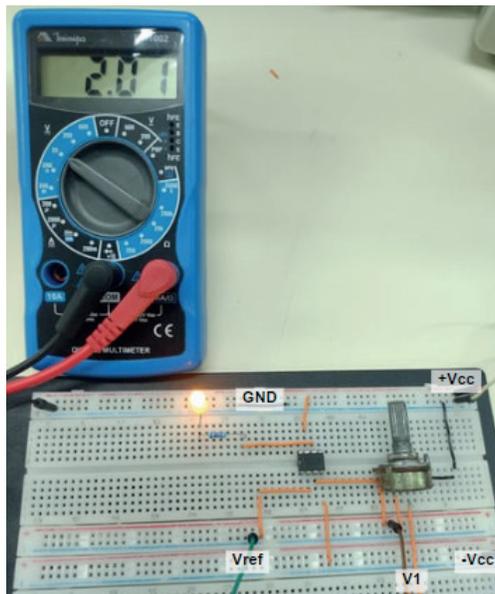
Figura 58 – Circuito Comparador Prático (V1 > Vref).

Fonte: Autoria Própria.

5.2.7 *Buffer* Prático

O *buffer* também seguiu o seu esquema simulado, sem alterações. Desse modo, foi utilizado um Amp. Op alimentado com uma tensão de +15V e -15V. Em sua entrada não inversora, foi aplicado o sinal de +12V e -12V com um potenciômetro de 100$K\Omega$ para variar a tensão. Na sua entrada inversora, foi feita a realimentação, e na sua saída foi colocado um resistor de 560Ω para medir o valor de tensão. O circuito foi desenvolvido e pode ser observado na Figura 59.
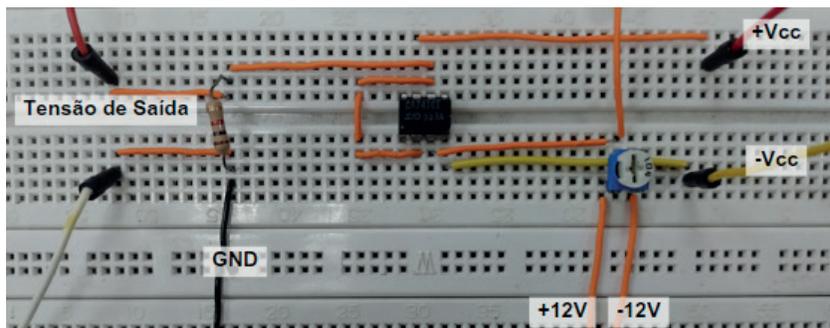
Figura 59 – Circuito Buffer Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Aplicando a tensão de 12V, seja ela positiva ou negativa, o esperado é que a saída acompanhe a entrada. Como mostra a figura 60, o circuito desempenha o seu papel corretamente, idêntico ao simulado.

Figura 60 – Resposta do Buffer Prático.

Fonte: Autoria Própria.

5.2.8 Filtro Passa-Baixas de 2ª ordem Prático

O filtro foi construído com topologia MFB e com aproximação *Chebyshev* 1,0dB. O seu ganho é de 2,5 e tem uma frequência de corte igual a aproximadamente 18*KHz*, assim como no simulado. Porém, foram feitos alguns ajustes, priorizando sempre o deixar o mais próximo possível dos utilizados anteriormente. Dentre os ajustes, tem-se o aumento do seu capacitor C_1 para 47*pF*, a utilização de dois resistores em serie de 18*KΩ* para se ter os 36*KΩ* do resistor R_1 e o aumento do resistor R_2 para 91*KΩ*. Os demais componentes foram iguais, sendo o capacitor C_2 de 560*pF* e o resistor R_3 de 33*KΩ*. O filtro montado pode ser observado na Figura 61.
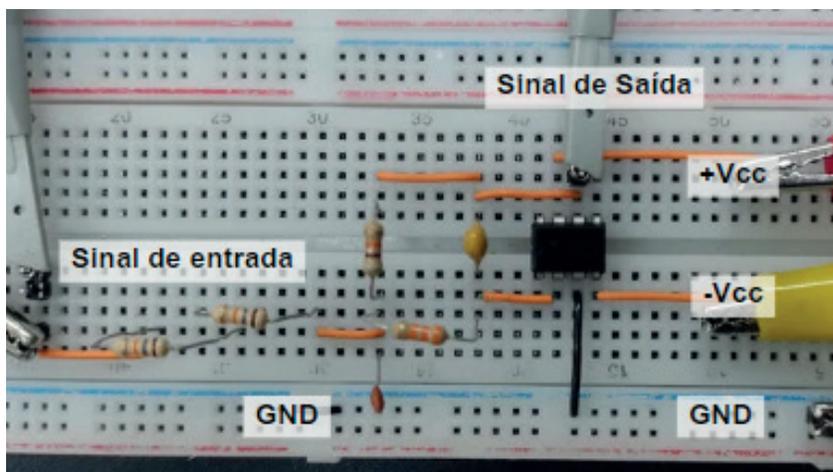
Figura 61 – Filtro Passa-Baixas de 2ª ordem Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Com a construção finalizada, no teste prático fica ainda melhor de observar o funcionamento dos filtros, pois no gerador de sinal há uma função chamada VARREDURA, na qual o usuário define uma frequência inicial e uma final, e o gerador fica em *loop* gerando diversas vezes o sinal dentro do intervalo definido. Esse comando permite visualizar perfeitamente a hora que o filtro atua no sinal e foi utilizado em toda a prática com filtros. Para o teste deste filtro, foi definido um intervalo de 1*KHz* a 50*KHz*, já que sua frequência de corte é de 18*KHz*. O Amp. Op. foi alimentado com uma tensão de +15V e -15V, e foi aplicado um sinal senoidal na entrada com tensão de 2*Vpp* e frequência de 1*KHz*. Desse modo, o resultado pode ser analisado na Figura 62.
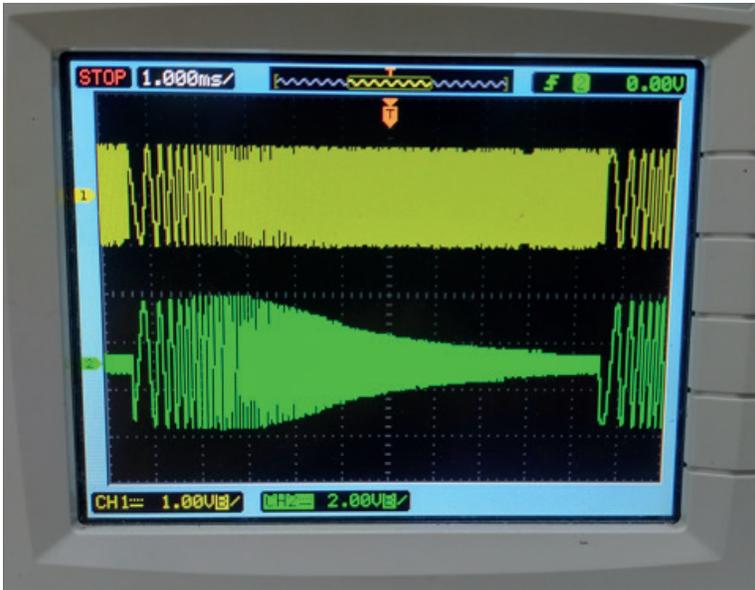
Figura 62 – Resposta do Filtro Passa-Baixas de 2ª ordem Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Como pode ser visto na figura acima, o filtro apresenta um ótimo desempenho na topologia e aproximação escolhida. Além disso, ele opera de maneira semelhante ao simulado, permitindo a passagem das frequências até os 20KHz e cortando todo o resto. A pequena diferença no corte ocorre em decorrência dos ajustes feitos, mas não impede o bom funcionamento. Ademais, com os testes concluídos, foi desenvolvida a placa de circuito impresso, conforme explicado no item 4.3. A Figura 63 mostra a placa pronta.

Figura 63 – Placa do Filtro Passa-Baixas de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

5.2.9 Filtro Passa-Altas de 2ª ordem Prático

O filtro foi desenvolvido com topologia MFB e aproximação *Chebyshev* 0,5dB. O seu ganho é de 3, e possui uma frequência de corte igual à 500*Hz*, da mesma forma que no simulado. Contudo, também alguns ajustes foram feitos como o aumento do seu capacitor C_1 para 22*pF* e a utilização de dois capacitores em paralelo de 3300*pF* para obter os 6600*pF* do capacitor C_2. Os outros componentes foram iguais, sendo resistor R_1 de 10*KΩ* e o resistor R_2 de 120*KΩ*. O filtro pronto pode ser encontrado na Figura 64.
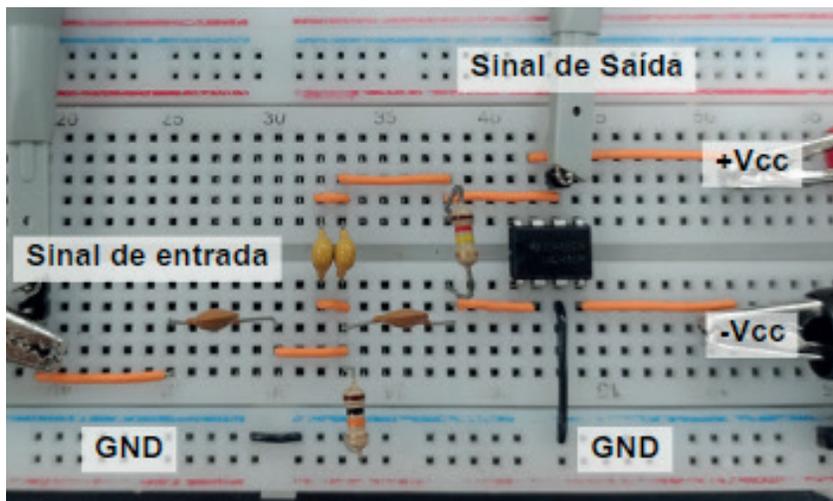
Figura 64 – Filtro Passa-Altas de 2ª ordem Prático.

Fonte: Autoria Própria.

O teste deste filtro foi definido em um intervalo de 200*Hz* a 20*KHz* para a varredura, considerando que sua frequência de corte é em 500*Hz*. O Amp. Op. foi alimentado com uma tensão de +15V e -15V, e um sinal senoidal com tensão de 2*Vpp* e frequência de 1*KHz* foi aplicado na entrada. O resultado pode ser analisado na Figura 65.

Figura 65 – Resposta do Filtro Passa-Altas de 2ª ordem Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Ao analisar a figura 65, nota-se uma boa performance do filtro, pois só permite a passagem das frequências em aproximadamente 560Hz, antes disso, todas são atenuadas. A pequena diferença no valor do corte é esperada devido ao ajuste feito nos componentes, como já mencionado anteriormente. Assim, pode-se dizer que o circuito está de acordo com o simulado. A montagem da placa de circuito impresso foi realizada, conforme mostrado na Figura 66.

Figura 66 – Placa do Filtro Passa-Altas de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

5.2.10 Filtro Passa-Faixa de 2ª ordem prático

O filtro passa-faixa foi montado de acordo com simulado, tendo topologia MFB, um sinal de uma portadora a 15*KHz* e sua largura de banda de 4*KHz*. Desse modo, uma f_1 de 13*KHz* e uma f_2 de 17*KHz*. No entanto, alguns de seus componentes sofreram ajustes, como o aumento do resistor R_1 de 30*KΩ* para 33*KΩ*, o uso da associação em paralelo de dois resistores de 4,7*KΩ* para obter o valor do resistor R_3 de 2,35*KΩ* e o aumento dos seus capacitores C_1 para 680*pF*. Os demais componentes foram os mesmos, logo, o resistor R_2 continuou com 120*KΩ*. A Figura 67 mostra o filtro pronto.
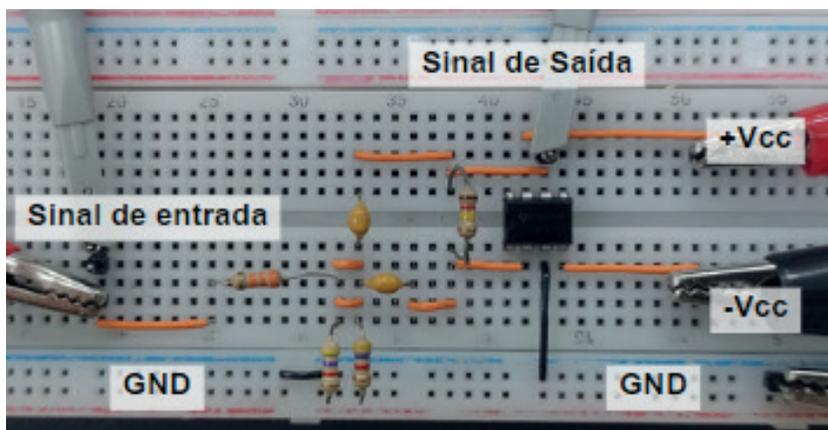
Figura 67 – Filtro Passa-Faixa de 2ª ordem Prático.

Fonte: Autoria Própria.

O teste foi determinado em um intervalo de 12*KHz* a 100*KHz* para a varredura, visto que as frequências de corte são de 13*KHz* e 17*KHz*. O Amp. Op. foi alimentado com uma tensão de +15V e -15V, e um sinal senoidal de 2*Vpp* com frequência de 1*KHz* foi aplicado à entrada. Dessa forma, o resultado pode ser avaliado na Figura 68.
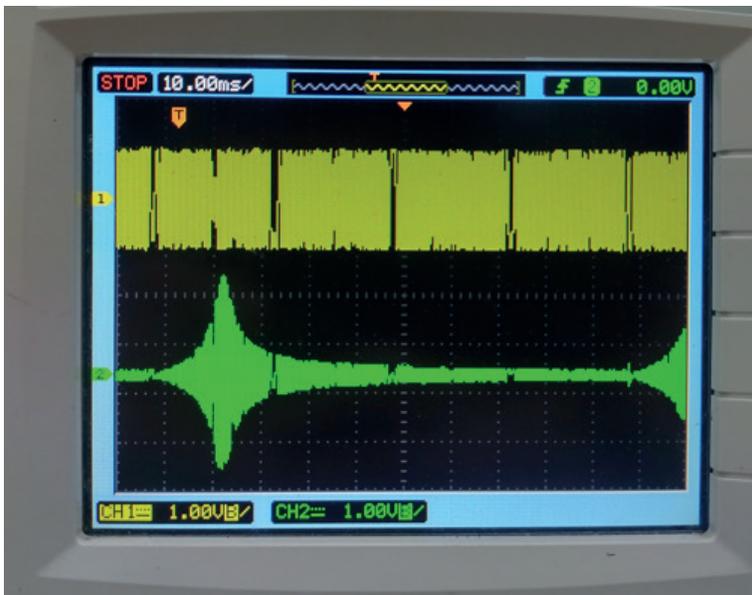
Figura 68 – Resposta do Filtro Passa-Faixa de 2ª ordem Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Atentando-se à resposta de saída, observa-se uma boa atuação do filtro passa-faixa, pois ele atenua todas as frequências até 13*KHz*, permite a passagem até 16*KHz*, com o ponto máximo de passagem em 14,5*KHz*. Desse modo, o filtro apresenta um funcionamento bastante próximo ao simulado, mostrando que os ajustes afetam minimamente as respostas finais, mas não alteram seu papel. Logo, sua placa foi construída e está exposta na Figura 69.
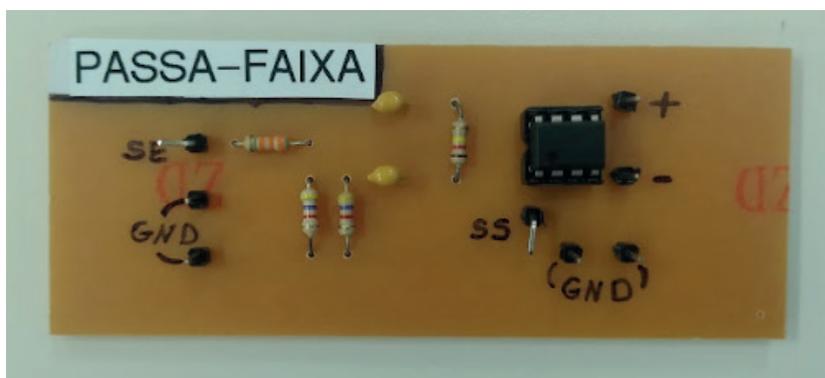
Figura 69 – Placa do Filtro Passa-Faixa de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

5.2.11 Filtro Rejeita-Faixa de 2ª ordem Prático

O filtro rejeita-faixa foi desenvolvido com topologia S-K para atenuar um sinal de 7*KHz*. Para isso, sua f_1 foi de 6*KHz* e sua f_2 de 8*KHz*. Entretanto, como nos outros filtros, também foi realizado alguns ajustes, como o uso da associação em série de dois resistores, um de 82*KΩ* e outro de 6,8*KΩ* para obter o valor mais próximo do resistor de R_2 de 88,2*KΩ* e o uso de um capacitor de 3300*pF* no lugar do capacitor C_2. Os seus outros componentes foram iguais, logo, o resistor R_1 continuou com 1,8*KΩ* e o capacitor C_1 com 1,8*nF*. O circuito pronto está visível na Figura 70.
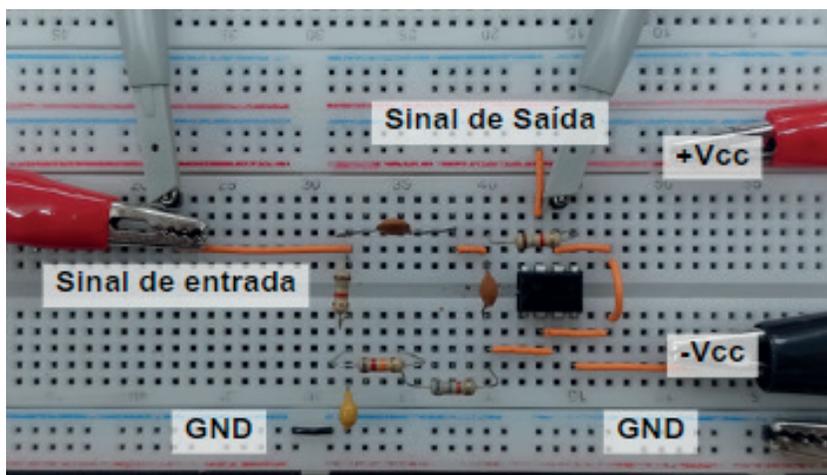
Figura 70 – Filtro Rejeita-Faixa de 2ª ordem Prático.

Fonte: Autoria Própria.

Para o seu teste, foi estabelecido um de 1*KHz* a 30*KHz* para a varredura, considerando que as frequências de corte são de 6*KHz* e 8*KHz*. O Amp.Op foi alimentado com uma tensão de +15V e -15V, e foi aplicado um sinal senoidal na entrada com tensão de 2*Vpp* e frequência de 1*KHz*. Sendo assim, o resultado pode ser avaliado na Figura 71.
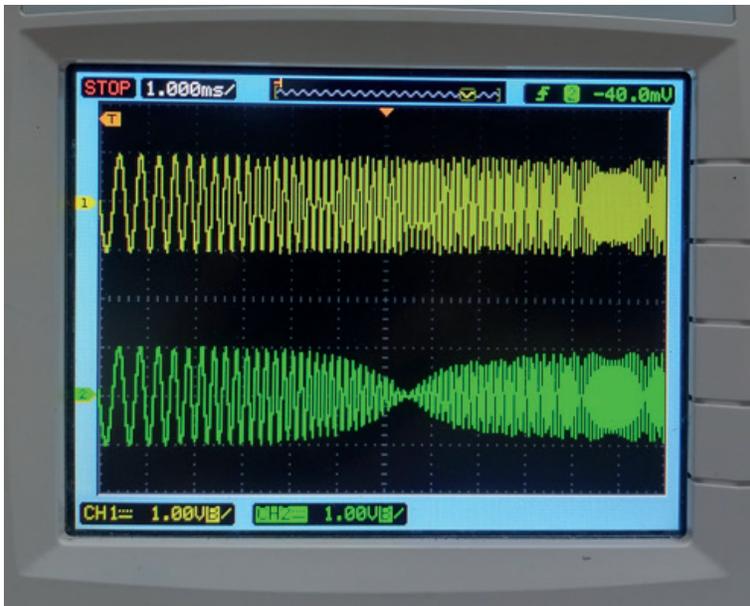
Figura 71 – Resposta do Filtro Rejeita-Faixa de 2ª ordem Prático

Fonte: Autoria Própria.

Levando em consideração a resposta da Figura 71, conclui-se que o filtro rejeita-faixa opera de forma eficiente, permitindo a passagem do sinal até os 6*KHz*, atenuando-o até aproximadamente 10*KHz* e permitindo novamente a passagem. Posto isso, sua placa de circuito impresso foi montada, conforme mostrado na Figura 72.

Figura 72 – Placa do Filtro Rejeita-Faixa de 2ª ordem.

Fonte: Autoria Própria.

5.3 COMPARAÇÃO SIMULAÇÃO X PRÁTICA

Neste tópico, foram criadas duas tabelas para tonar mais didática a comparação entre simulação e prática, facilitando o entendimento do estudante sobre todo o processo realizado anteriormente no trabalho. Com isso, pode-se notar melhor a fidelidade de todos os circuitos, mesmo com todos os ajustes realizados ao longo do estudo. A Tabela 02 traz a comparação das principais topologias com amplificadores. Enquanto que a Tabela 03 faz a comparação das topologias dos filtros ativos.

Tabela 02 – Comparação Simulação x Prática das Principais Topologias com Amplificadores.

COMPARAÇÃO DAS PRINCIPAIS TOPOLOGIAS						
TOPOLOGIAS (CIRCUITOS)	**SIMULADO**			**PRÁTICO**		
	Sinal de entrada (V)	**Ganho**	**Sinal de Saída (V)**	**Sinal de entrada (V)**	**Ganho**	**Sinal de Saída (V)**
Inversor	500m	-18	9	500m	-18	9
Não-Inversora	500m	15	7,5	500m	15,6	7,8
Somador	2; 4 e 6	Soma	12	2; 4 e 6	Soma	11,8
Diferencial	3 e 1	Subtração	2	3 e 1	Subtração	2
Instrumentação	100m	60	6	108m	62	6,08
Comparador	1,99 (LED off)	--	2,01 (LED on)	1,99 (LED off)	--	2,01 (LED on)
Buffer	-12	1	-12	-12,02	1	-12

Fonte: Autoria Própria.

Tabela 03 – Comparação Simulação x Prática das topologias dos Filtros Ativos.

COMPARAÇÃO PARA OS FILTROS ATIVOS								
FILTROS	**SIMULADO**				**PRÁTICO**			
	Sinal de entrada (Vpp)	**Ganho**	**Sinal de Saída (Vpp)**	**Frequência de corte (KHz)**	**Sinal de entrada (V)**	**Ganho**	**Sinal de Saída (V)**	**Frequência de corte (KHz)**
Passa - Baixas	2	2,5	5	17	2	2,56	5,12	20
Passa - Altas	2	3,15	6,30	0,450	2	3	6	0,560
Passa - Faixa	2	2	4	13 e 17	2	2	4	13 e 16
Rejeita - Faixa	2	1	2	6 e 8	2	1	2	6 e 10

Fonte: Autoria Própria.

5.4 ANÁLISE DO SLEW RATE

O Slew Rate do Amp. Op 741, de acordo com o seu *datasheet*, é de 0,5 $V/\mu s$, com teste feitos em ganho unitário e a uma temperatura de $25°C$. Para a verificação, foi montado o circuito esquemático na topologia inversora com ganho unitário.
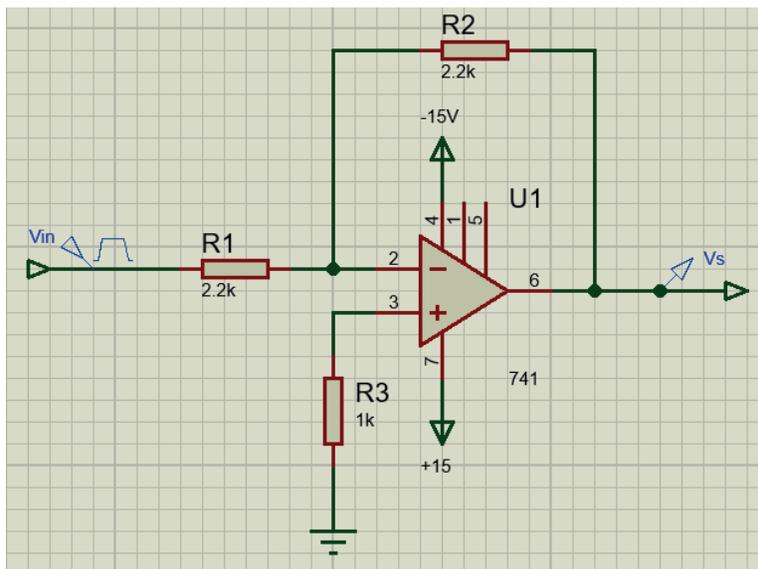
Figura 73 – Circuito Esquemático para Teste do Slew Rate.

Fonte: Autoria Própria.

Feito o circuito para a simulação, foi aplicada uma onda quadrada de 1V a -1V e uma frequência de 1KHz. Assim, foi necessário variar sua frequência até 11KHz para obter o formato trapezoidal presente na Figura 74.
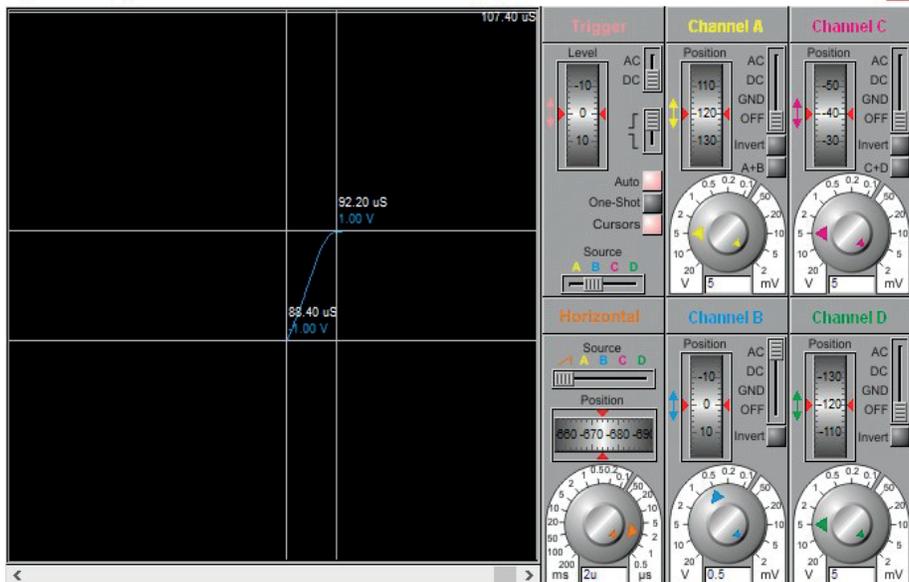
Figura 74 – Gráfico da Resposta para Análise do Slew Rate Simulado (741).

Fonte: Autoria Própria.

Com a variação da amplitude e do tempo vista no gráfico acima (onda azul), tem-se o *Slew Rate* através da equação 1-3:

$$S_R = \frac{dv_{out}}{dt}$$

$$S_R = \frac{2}{3{,}8\mu s}$$

$$S_R \approx 0{,}52\ V/\mu s$$

Desse modo, foi obtido um resultado aceitável comprovando que o amplificador tem suas características conservadas.

Seguindo o mesmo passo a passo e com o mesmo circuito, apenas alterando o Amp. Op. para o TL082C e o valor da onda quadrada para 10V a -10V, obteve-se a resposta no osciloscópio presente na Figura 75.
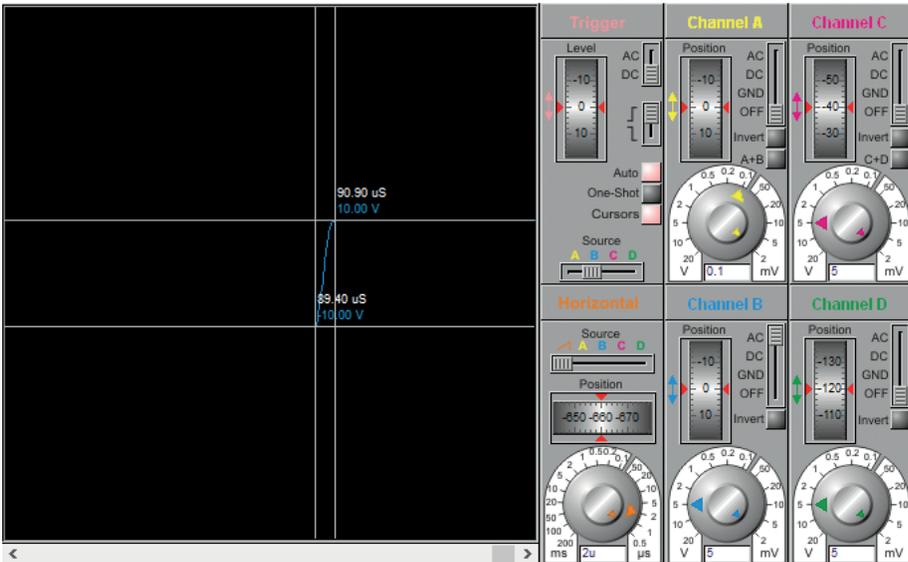
Figura 75 – Gráfico da Resposta para Análise do Slew Rate Simulado (TL082C).

Fonte: Autoria Própria.

Assim, com a equação 1-3 é encontrado seu SR.

$$S_R = \frac{dv_{out}}{dt}$$

$$S_R = \frac{20}{1{,}5\mu s}$$

$$S_R \approx 13{,}3\ V/\mu s$$

Conforme indicado em seu *datasheet*, o seu *Slew Rate* é de 13V/μs, com teste feitos em ganho unitário e a uma temperatura de 25ºC. Com isso, foi alcançado um bom resultado, comprovando que o amplificador tem suas características conservadas.

Além disso, foram realizados testes práticos para medir o *Slew Rate* dos dois amplificadores. Desse modo, para o teste do 741, foi desenvolvido o circuito prático presente na Figura 76.
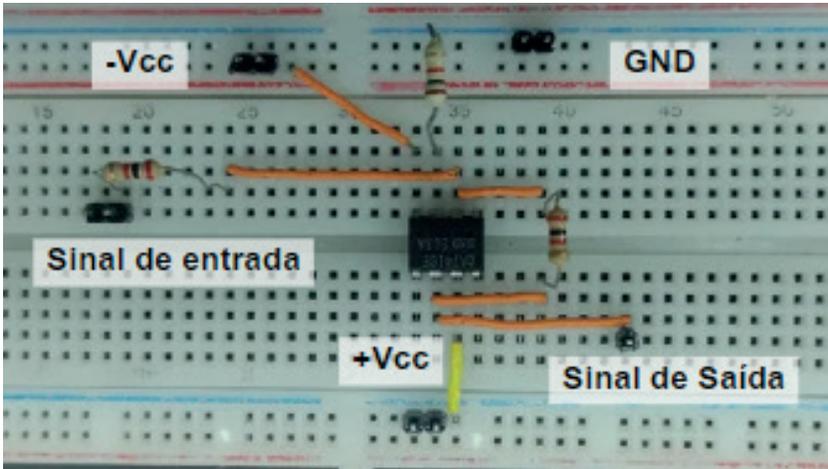
Figura 76 – Circuito Prático para Teste do Slew Rate (741).

Fonte: Autoria Própria.

Como no simulado, foi aplicado uma onda quadrada de 1V a -1V e uma frequência de 1*KHz*. Dessa forma, sua frequência foi variada até 11*KHz* para obter o formato trapezoidal que pode ser visto na Figura 77.

Figura 77 – Gráfico da Resposta para Análise do Slew Rate Prático (741).

Fonte: Autoria Própria.

Com a variação da amplitude (ΔY) e do tempo (ΔX) vista no gráfico, tem-se o *Slew Rate*:

$$S_R = \frac{1,96}{4\mu s}$$

$$S_R \approx 0,49\ V/\mu s$$

Ademais, foi realizada a montagem prática para o teste do TL082C, cujo circuito pode ser analisado na Figura 78.
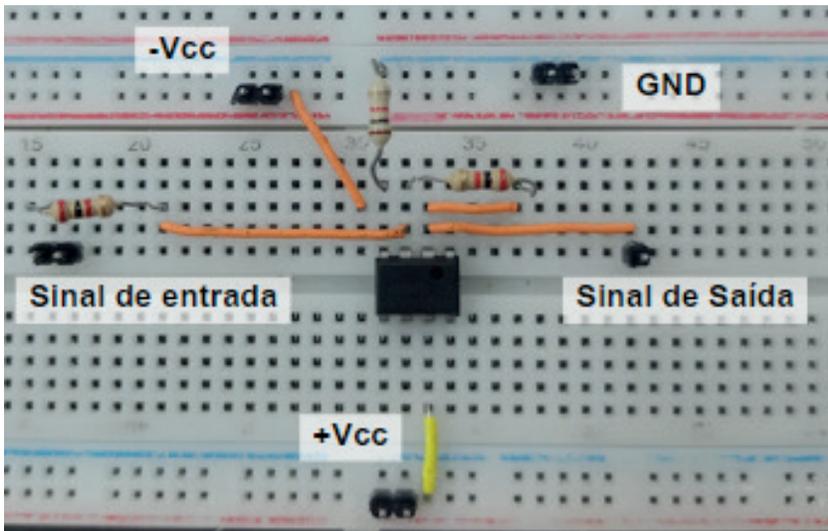
Figura 78 – Circuito Prático para Teste do Slew Rate (TL082C).

Fonte: Autoria Própria.

Como no simulado foi aplicado uma onda quadrada, porém, devido a limitações do gerador de sinal, foi de 5V a -5V (o ideal seria de 10V como no simulado) e uma frequência de 1*KHz*. Com isso, sua frequência foi variada até 11*KHz* para obter o formato trapezoidal, que pode ser observado na Figura 79.

Figura 79 – Gráfico da Resposta para Análise do Slew Rate Prático (TL082C).

Fonte: Autoria Própria.

Pegando a variação da amplitude (Δ*Y*) e do tempo (Δ*X*) vista no gráfico, tem-se o *Slew Rate*:

$$S_R = \frac{10}{0{,}76\mu s}$$

$$S_R \approx 13{,}1\, V/\mu s$$

Assim, foram obtidos resultados eficazes para os *Slew Rate* práticos, bem parecidos com o seus respectivos *datasheets*, evidenciando que os amplificadores mantêm suas características tanto na prática quanto na simulação.

5.5 ANÁLISE DA TENSÃO DE OFFSET

Ao analisar a simulação e a prática de cada topologia dos amplificadores nos itens 5.1 e 5.2, é notório que os circuitos não sofrem com o problema da tensão de *offset*, já que todos os sinais gerados começam no 0V. Isso ocorre porque a simulação conta com uma opção que o operador pode escolher se deseja tensão de *offset* no circuito, e o mesmo ocorre na prática, já que o sinal de entrada vem de um gerador de sinal que pode ser configurado. Assim, como é algo indesejado, para todos os testes ela foi retirada (deixada em 0V). No entanto, isso só é possível quando há o controle do sinal de entrada. Em um caso real, essa tensão indesejada pode vir junto a um sinal de um sensor, por exemplo, e para corrigi-la, basta seguir um passo a passo que normalmente é encontrado no datasheet do amplificador utilizado.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente estudo buscou desenvolver uma análise dos amplificadores operacionais e filtros ativos de forma didática e acessível, visando integrar as grandes áreas de conhecimento correspondentes à teoria, simulação e prática, devido à escassez de material dessa natureza. O trabalho apresentou resultados consistentes entre essas áreas. Com isso, fica claro que o projeto atendeu aos seus objetivos.

Dentre as limitações, é relevante destacar que não foram utilizados componentes de alta precisão na montagem dos circuitos. Apesar dessa consideração, os resultados obtidos foram satisfatórios para o estudo e até mesmo para a aplicação na área industrial, demandando apenas pequenas adaptações na construção e ajustes nos valores dos componentes.

Espera-se que este estudo estimule o interesse e a realização de futuras pesquisas que explorem de forma mais aprofundada o conteúdo abordado, pois é de grande relevância para o aprimoramento do conhecimento e possíveis avanços no âmbito da eletrônica, além de auxiliar estudantes e profissionais que atuam na área.

REFERÊNCIAS

BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.

CAPPELI, Alexandre. Amplificadores Operacionais Aplicados à Indústria. Saber Eletrônica, São Paulo: Editora Saber Ltda., nº 342, p. 5-6, jul. 2001.

FLOYD, Thomas L. Sistemas Digitais: Fundamentos e Aplicações. 9. ed. Porto Alegre: Bookman, 2007.

GRUITTER, Arthur François de. Amplificadores operacionais: fundamentos e aplicações. São Paulo, SP: McGraw-Hill, 1988. xiv, p.251.

MALVINO, Albert Paul; BATES, David J. Eletrônica. Tradução: Antônio Pertence Jr. 8.ed. Porto Alegre: AMGH, 2016, v.2.

NILSSON, James William; RIEDEL, Susan A. Circuitos elétricos. 6. ed. Rio de Janeiro: LTC - Livros Técnicos e Científicos, 2003, p. 656. ISBN 85-216-1363-6.

PERTENCE JÚNIOR, Antônio. Amplificadores operacionais e filtros ativos: teoria, projetos, aplicações e laboratório. 6. ed. Porto Alegre, RS: Bookman, 2003. 304p. ISBN 978-85-363-0190-7.

SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth C. Microeletrônica. 6.ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 200. ISBN 978-8576050223.

SOBRE OS AUTORES

ANA CLAUDIA DE MELO OLIVEIRA: Doutora e Mestra em Engenharia de Processos pela Universidade Tiradentes com período sanduíche realizado no Instituto de *Catálisis y Petroleoquímica*, Universidade Autônoma de Madrid/Espanha (2017). Mestrado em Engenharia de Processos pela Universidade Tiradentes (2013). Especialista em Engenharia de Segurança do Trabalho (2008). Graduada em Engenharia Elétrica pela Faculdade Pio Décimo (2005). Atualmente é Professora efetiva do Instituto Federal de Sergipe, Campus Lagarto da área de eletrônica e eletricidade. Tem experiência na área de eletrônica, eletricidade e fotocatálise.

IRAÍ TADEU FERREIRA DE RESENDE: Doutor e Mestre em Engenharia de Processos pela Universidade Tiradentes UNIT (2019/2015). Graduado em Engenharia Elétrica pela Faculdade Pio Décimo (2007). Atualmente é Professor efetivo do Instituto Federal de Sergipe, Campus Lagarto, da área de eletrônica e eletricidade. Tem experiência na área de eletrônica, eletricidade, fontes alternativas de energia e catalisadores naturais.

HENRIQUE NUNES DE SANTANA: Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande (2017). Graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande (2006). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrotécnica. Atualmente é Professor efetivo no Instituto Federal de Sergipe, Campus Itabaiana.

ÍCARO SANTOS CORREIA: Graduando em Engenharia Elétrica pelo Instituto Federal de Sergipe, Campus Lagarto. Tem experiência na área de eletrônica.